

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR  
KAMEL MERABET

COMMANDE MLI D'UN ONDULEUR TRIPHASÉ BASÉE SUR LA DISPERSION DE  
LA TENSION TRIPHASÉE

DECEMBRE 2011

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

## Résumé

Dans le cadre de ce mémoire, nous proposons d'étudier la commande d'un onduleur triphasé, qui est un convertisseur statique de type de courant continu - courant alternatif, à base de modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour l'alimentation des machines à courant alternatif.

Plusieurs techniques existent pour la commande MLI selon la façon de définir les instants de commutation des interrupteurs. Parmi lesquelles, on peut citer la commande MLI vectorielle qui est la plus utilisée pour les variateurs de vitesse triphasés à base de machines asynchrones car elle présente plusieurs avantages tels que la réduction des pertes de commutation, l'augmentation des tensions en sortie, et l'amélioration des performances harmoniques. Cependant, l'algorithme de la commande MLI vectorielle conventionnelle fait recours à la transformation des coordonnées (triphase/biphase), la fonction trigonométrique et la décomposition vectorielle pour le secteur. Donc, un coût élevé pour le temps d'exécution de l'unité centrale (*CPU*), ce qui diminue la performance d'un contrôle en temps réel.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'utilisation d'un algorithme de commande MLI vectorielle basé sur la dispersion de la tension triphasée pour assister les interrupteurs dans le processus de commutation. Le principe de cette méthode consiste à exprimer les composants de la tension triphasée en fonction de l'angle d'orientation et l'amplitude du vecteur de tension biphase. Par conséquent, les dispersions de tensions entre deux phases

peuvent être déterminées à partir de la même fonction. Enfin, en utilisant ces dispersions, les temps de commutation se calculent directement selon la position du secteur et le choix de la séquence tensions de phase est lié au numéro de secteur (ou la valeur de l'angle d'orientation). Le but de ce travail de recherche est donc d'étudier cet algorithme de commande et le comparer avec les méthodes conventionnelles afin de trouver une structure MLI vectorielle performante qui permettra l'amélioration du rendement.

## **Remerciements**

En préambule à ce mémoire, je souhaite adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce modeste travail ainsi qu'à la réussite de cette formidable formation.

Je tiens à remercier sincèrement Monsieur Ahmed Chériti, qui, en tant que Directeur de mémoire, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi que pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu me consacrer.

J'exprime ma gratitude à tous les consultants et internautes rencontrés lors des recherches effectuées et qui ont accepté de répondre à mes questions avec une grande compréhension et générosité.

Je n'oublie pas mes parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience. Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes frères, sœurs et amis, qui m'ont toujours soutenu et encouragé au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous et à toutes.

# Table des matières

Résumé.....	ii
Remerciements.....	iv
Table des matières.....	v
Liste des tableaux.....	ix
Liste des figures .....	x
Liste des symboles .....	xiii
Introduction générale .....	1
Chapitre 1 - Introduction.....	3
1.1 Introduction .....	3
1.2 Problématique.....	3
1.3 Objectif du travail.....	4
1.4 Méthodologie de recherche .....	5
Chapitre 2 - Modélisation de la machine asynchrone .....	6
2.1 Introduction .....	6
2.2 Modélisation électrique de la machine asynchrone.....	7
2.3 Modélisation de l'alimentation avec onduleur à MLI .....	12
2.4 Conclusion.....	13
Chapitre 3 - Convertisseurs statiques.....	14
3.1 Introduction .....	14

3.2	Convertisseur statique .....	15
3.2.1	Convertisseur statique de type de courant-continu courant- alternatif.....	17
3.2.2	Performances des convertisseurs .....	17
3.3	Effet négatifs des harmoniques .....	18
3.4	Généralités sur les onduleurs en MLI.....	18
3.5	Principe de fonctionnement.....	20
3.6	Onduleur monophasé.....	22
3.6.1	Montage en demi-pont .....	22
3.6.2	Montage en pont .....	23
3.7	Onduleur triphasé en pont .....	23
3.8	Modélisation de l'onduleur triphasé.....	24
3.9	Classification des onduleurs .....	26
3.9.1	Onduleur autonome.....	26
3.9.2	Onduleur non autonome.....	26
3.10	Conclusion.....	27
Chapitre 4 - Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) .....		28
4.1	Introduction .....	28
4.2	Théorie des techniques de commande MLI .....	28
4.2.1	MLI simple .....	29
4.2.2	MLI multiple.....	30
4.2.3	MLI sinusoïdale modifiée.....	32
Figure 4-1: MLI sinusoïdale modifiée [19].....		33

4.2.4	MLI Sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée .....	33
4.2.5	Modulation Vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée .....	35
4.3	Modélisation de la commande d'un onduleur triphasé .....	40
4.4	Conclusion.....	42
Chapitre 5 - Simulation de la commande par modulation d'un onduleur .....		44
5.1	Introduction .....	44
5.2	Commande MLI sinusoïdale échantillonnée d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée .....	45
5.2.1	Modèle de simulation.....	45
5.2.2	Les transistors bipolaires à grille isolée – IGBT.....	46
5.2.3	Résultats de simulation de la commande échantillonnée.....	47
5.3	Commande MLI vectorielle d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée .....	51
5.3.1	Principe de la MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée: .....	51
5.3.2	La présentation des blocs sous Simulink de la MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée:.....	51
5.3.3	Détermination de $t_a, t_b$ et $t_c$ .....	53
5.3.4	Secteurs de commutation .....	53
5.3.5	Résultats de la simulation .....	55
5.4	Comparaison des résultats de simulation .....	58
5.5	Conclusion.....	61



Chapitre 6 - Validation expérimentale .....	62
6.1 Introduction .....	62
6.2 Montage expérimental .....	63
6.2.1 L'onduleur à base du circuit IRAMY20UP60B .....	64
6.2.2 Le circuit de commande de type dsPIC33FJ64MC706 .....	66
6.1 Résultats des essais pratiques .....	68
6.1.1 Résultat dans le cas de la modulation échantillonnée .....	68
6.1.2 Résultat dans le cas de la modulation vectorielle .....	71
6.2 Performances des deux commandes .....	72
6.3 Conclusion .....	74
CONCLUSION GENERALE .....	75
Bibliographie .....	77
Annexe A .....	79
Annexe B .....	85

## Liste des tableaux

Tableau 4-1 : Vecteurs tension d'état de l'onduleur [20] .....	42
Tableau 5-1 : Détermination des secteurs .....	54
Tableau 5-2 : Résultats de comparaison .....	59
Tableau 6-1 : Tableau des harmoniques des phases $A, B, C$ .....	70
Tableau 6-2 : Tableau des harmoniques des phases $A, B, C$ .....	72
Tableau B-1 : Détermination des secteurs .....	85
Tableau B-2 : Détermination des secteurs pour MLI sinusoïdale échantillonnée .....	86
Tableau B-3 : Détermination $t_a, t_b$ et $t_c$ .....	86
Tableau B-4 : Détermination des secteurs pour MLI vectorielle .....	87

## Liste des figures

Figure 2-1 : Modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé [4].....	8
Figure 2-2 : Transformation de repères [5] .....	9
Figure 2-3 : Schéma équivalent dynamique dans un référentiel tournant [5] .....	10
Figure 2-4 : Schéma équivalent dynamique dans un référentiel fixe [5] .....	10
Figure 2-5 : Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé .....	13
Figure 3-1 : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance. [15] .....	16
Figure 3-2 : Principe de fonctionnement de l'onduleur [19] .....	19
Figure 3-3 : Symbole et signal d'un onduleur .....	20
Figure 3-4 : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle.....	21
Figure 3-5 : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2ème demis cycle .....	21
Figure 3-6 : Signal complet de l'onduleur [19] .....	22
Figure 3-7 : Montage d'un onduleur monophasé.....	22
Figure 3-8 : Montage d'un onduleur en demi-pont .....	23
Figure 3-9 : Montage d'un onduleur en pont complet .....	23
Figure 3-10 : Montage d'un onduleur triphasé .....	24
Figure 3-11 : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé.....	24
Figure 4-1: MLI sinusoïdale modifiée [19] .....	33
Figure 4-2: Principe de la MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée [19] .....	34

Figure 4-3 : Principe de la MLI Sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée .....	35
Figure 4-4 : Principe de la MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée.....	35
Figure 4-5 : Principe de MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée [10] .....	37
Figure 4-6 : Principe de construction du vecteur de tension $\vec{V}_s$ [10].....	38
Figure 4-7 : Vecteurs tension d'état de l'onduleur [6].....	40
Figure 4-8 : Schéma équivalent de l'onduleur de tension.....	40
Figure 5-1 : Schéma bloc MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée .....	45
Figure 5-2 : Schéma bloc MLI Onduleur triphasé .....	46
Figure 5-3 : bloc pour généré un MLI avec sinus échantillonné .....	47
Figure 5-4 : Les courants des phases, courant et tension d'une phase ( $m=0.9$ ).....	48
Figure 5-5 : Forme d'onde et Spectre de $V_{cn}$ ( $m=0.9$ ) .....	49
Figure 5-6 : Forme d'onde et spectre $I_{cn}$ ( $m=0.9$ ) .....	50
Figure 5-7 : Schéma bloc de MLI vectorielle basé sur la dispersion de la tension triphasée.....	52
Figure 5-8 : Bloc de détermination $t_a$ , $t_b$ et $t_c$ .....	53
Figure 5-9 : Variation du secteur .....	54
Figure 5-10 : Bloc détermination du secteur .....	55
Figure 5-11 : Les courants des phases, courant et tension d'une phase ( $m=0.68$ ).....	56
Figure 5-12 : Forme d'onde et Spectre de $V_{cn}$ ( $m=0.68$ ) .....	57
Figure 5-13 : Forme d'onde et spectre $I_{cn}$ ( $m=0.68$ ) .....	57
Figure 5-14 : Forme d'onde et spectre $I_{cn}$ ( $m=0.9$ ) .....	58
Figure 5-15 : Les courants des phases, courant et tension d'une phase ( $m=0.9$ ).....	60
Figure 5-16 : Forme d'onde et spectre $I_c$ ( $m=0.9$ ) .....	60

Figure 6-1 : Montage expérimental du laboratoire. ....	63
Figure 6-2 : Boîtier IRAMY20UP60B .....	64
Figure 6-3 : Module IRAMY20UP60B .....	65
Figure 6-4 : Schéma bloc du dsPIC .....	66
Figure 6-5 : Module MLI du dsPIC .....	67
Figure 6-6 : Modélisation électrique de la commande MLI .....	68
Figure 6-7 : La forme d'onde du courant des trois phases .....	69
Figure 6-8 : Photo du courant sinusoïdal et de la tension de commutation .....	69
Figure 6-9 : Spectre du courant d'une phase.....	70
Figure 6-10 : La forme d'onde du courant des trois phases .....	71
Figure 6-11 : Photo du courant sinusoïdal et de la tension de commutation .....	71
Figure 6-12 : Spectre du courant d'une phase.....	72

## Liste des symboles

$f_r$	Coefficient de frottement
$\text{Im}$	Partie imaginaire
$i_{r(a,b,c)}$	Courant de phase rotorique
$\vec{i}_r$	Vecteur spatial du courant rotorique
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	Composantes $(\alpha, \beta)$ du courant rotorique dans le référentiel fixe
$i_{rd}, i_{rq}$	Composantes $(d, q)$ du courant rotorique dans le référentiel tournant
$i_{s(a,b,c)}$	Courant de phase statorique
$\vec{i}_s$	Vecteur spatial du courant statorique
$J$	Inertie de la machine
$L_s, L_r, L_m$	Inductances statorique, rotorique et mutuelle
$p$	Nombre de paires de pôles
$R_s, R_r$	Résistances statorique et rotorique
$S_1, S_2 \text{ et } S_3$	Les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement
$T_{em}$	Couple électromagnétique
$T_L$	Couple de charge
$m$	indice de modulation

$u_{r(a,b,c)}$	Tension de phase rotorique
$\vec{u}_r$	Vecteur spatial de la tension rotorique
$u_{r\alpha}, u_{r\beta}$	Composantes $(\alpha, \beta)$ de la tension rotorique dans le référentiel fixe
$u_{rd}, u_{rq}$	Composantes $(d, q)$ de la tension rotorique dans le référentiel tournant
$u_{s(a,b,c)}$	Tension de phase statorique
$\vec{u}_s$	Vecteur spatial de la tension statorique
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	Composantes $(\alpha, \beta)$ de la tension statorique dans le référentiel fixe
$u_{sd}, u_{sq}$	Composantes $(d, q)$ de la tension statorique dans le référentiel tournant
$\vec{V}_0, \vec{V}_7$	Vecteurs de tension de commutation
$V_{tri}$	Tension du signal triangulaire
$V_{control}$	Tension du signal sinusoïdale
$\vec{V}_{sn}$	Vecteur d'espace dont le plan complexe $(\alpha, \beta)$
$V_n$	Valeur efficace de la nième harmonique
$V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}$	Les trois tensions d'alimentation de la machine asynchrone
$\vec{X}$	Vecteur tournant
$(\alpha_r, \beta_r)$	Repère lié au rotor
$(\alpha_s, \beta_s)$	Repère lié au stator $(\alpha, \beta)$
$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au stator

$\theta_r$	Position angulaire du repère $(d, q)$ par rapport au rotor
$\theta_s$	Position angulaire du repère $(d, q)$ par rapport au stator
$\phi_{r(a,b,c)}$	Flux de phase rotorique
$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$	Composantes $(\alpha, \beta)$ du flux rotorique dans le référentiel fixe
$\phi_{s(a,b,c)}$	Flux de phase statorique
$\vec{\phi}_r$	Vecteur spatial du flux rotorique
$\vec{\phi}_s$	Vecteur spatial du flux statorique
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$	Composantes $(\alpha, \beta)$ du flux statorique dans le référentiel fixe
$\phi_{sd}, \phi_{sq}$	Composantes $(d, q)$ du flux statorique dans le référentiel tournant
$\phi_{rd}, \phi_{rq}$	Composantes $(d, q)$ du flux rotorique dans le référentiel tournant
$\omega = d\theta / dt$	Vitesse rotorique
$\omega_s = d\theta_s / dt$	Vitesse de rotation du repère $(d, q)$ par rapport au stator
$\rho$	Position angulaire



## **Introduction générale**

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles à cause de son faible coût et sa grande robustesse électromécanique, nécessite des structures de contrôle complexes et spécifiques, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable performants.

Le développement de différentes méthodes de commande de la machine asynchrone est acquitté par le besoin de prendre en compte sa structure non linéaire. Pour cette raison, et de son encombrement moindre et son plus faible coût, jusqu'aux années 1980, il y avait l'utilisation des moteurs à courant continu.

Ces dernières années, la technique de modulation vectorielle de largeur d'impulsion basée sur la dispersion de la tension triphasée obtient une large application dans la modulation AC à cause de la baisse des pertes de commutation, la tension de sortie plus élevée pour la même tension DC-bus, et un meilleur contenu harmonique.

D'après le développement des interrupteurs semi-conducteurs à commutation, les convertisseurs de fréquences de type onduleur de tension MLI, trouvent beaucoup d'intérêt surtout dans l'entraînement des machines à courant alternatif. La commande qui est souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la commande MLI. Plusieurs méthodes ont été développées dans le but de générer une tension sinusoïdale à la sortie de l'onduleur ayant le moins d'harmoniques possible [1].

D'après la littérature il y a plusieurs techniques qui existent pour la commande MLI selon la façon de définir les instants de commutation des interrupteurs [2], [3]. Parmi lesquelles, on peut citer la modulation sinusoïdale échantillonnée et la commande MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée [4], [5].

Ce mémoire est organisé de la façon suivante. La recherche bibliographique qui a permis de faire l'état de l'art est donnée au chapitre 1. Chapitre 2 contient la modélisation de la machine asynchrone, et la modélisation de l'alimentation avec onduleur à MLI. Chapitre 3 présente une description sur les convertisseurs statiques. Le chapitre 4 se consacre à la commande MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée avec la modélisation de la commande MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée d'un onduleur triphasé. Le chapitre 5 traite la simulation dans l'environnement Simulink/Matlab de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) basée sur la dispersion de la tension triphasée. Le chapitre 6 traite la validation expérimentale des résultats de simulation et l'implantation en temps réel de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) basée sur la dispersion de la tension triphasée sur DSP. Enfin, des conclusions et perspectives sont exposées.

# Chapitre 1 - Introduction

## 1.1 Introduction

Il est très souvent nécessaire de faire varier la puissance transmise à une charge. Par exemple, l'intensité d'une lampe doit varier ou la vitesse d'un moteur doit être réglée. La première idée qui vient à l'esprit est de faire varier la tension ou le courant dans la charge. Mais, il faut pour cela des circuits électroniques complexes. Il est généralement beaucoup plus simple d'alterner des instants où la puissance maximale est transmise à la charge avec des moments où aucune puissance n'est transmise. La technique la plus utilisée est la Modulation de Largeur Impulsion (MLI) ou Pulse Width Modulation (PWM).

Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé dans l'industrie, sa simplicité de construction en fait un matériel très fiable et qui demande peu d'entretien.

D'après la littérature, il y a plusieurs commandes MLI comme nous allons voir dans le chapitre 3. Des recherches antérieures et des expériences pratiques ont montré que la réduction des pertes de commutation, l'augmentation des tensions en sortie et l'amélioration des performances harmoniques sont possible [17], [18], [20].

## 1.2 Problématique

Ces dernières années, la technique de vecteur de modulation de largeur d'impulsion vectorielle a obtenu une large application dans la modulation AC, en raison de la baisse des pertes de commutation, de l'augmentation des tensions en sortie et d'une meilleure performance harmonique. Cependant, l'algorithme classique de MLI vectorielle a besoin de

transformations de coordonnées, de fonctions trigonométriques, de fonctions trigonométriques inverses et de la décomposition vectorielle [8], [11]. Toutes ces démarches nécessitent beaucoup de ressources à l'unité centrale (*CPU*) en temps réel et cet aspect a été largement étudié dans les nombreux travaux de recherche.

### **1.3 Objectif du travail**

Plusieurs techniques sont utilisées dans la commande d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone triphasée. Certaines de ces techniques définissent la commande MLI en utilisant une approche qui exploite les instants de commutation des interrupteurs.

Dans ce travail de recherche, nous nous intéressons à l'utilisation d'un algorithme de commande MLI vectorielle basé sur la dispersion de la tension triphasée pour assister les interrupteurs dans le processus de commutation. Le principe de cette méthode consiste à exprimer les composants de la tension triphasée en fonction de l'angle d'orientation et l'amplitude du vecteur de tension biphasée. Par conséquent, les dispersions de tensions entre deux phases peuvent être déterminées à partir de la même fonction. Enfin, en utilisant ces dispersions, les temps de commutation se calculent directement selon la position du secteur et le choix de la séquence tension de phase qui est liée au numéro de secteur (ou la valeur de l'angle d'orientation). Le but de ce travail de recherche est donc d'étudier cet algorithme de commande et de le comparer avec une méthode conventionnelle afin de trouver une structure MLI vectorielle performante qui permettra l'amélioration du rendement.

#### **1.4 Méthodologie de recherche**

Pour atteindre l'objectif de ce mémoire, nous suivrons une méthodologie comme suit :

- Recherche bibliographique pour faire l'état de l'art sur notre sujet de recherche : commande MLI d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée.
- Description des généralités sur les onduleurs MLI en présentant leurs structures et algorithmes de contrôle.
- Présentations de quelques techniques de la commande MLI pour notre application. Parmi ces techniques on a choisi la MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée et la modulation vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée.
- Modélisation et simulation dans l'environnement MATLAB/SIMULINK.
- Validation expérimentale (des onduleurs triphasés).

## Chapitre 2 - Modélisation de la machine asynchrone

### 2.1 Introduction

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement [5].

La machine asynchrone est un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électrique, électromagnétique et mécanique. La machine asynchrone est de nature triphasée.

Le chapitre 2 est organisé comme suit : après une brève description de la machine asynchrone, un aperçu de l'alimentation de l'onduleur MLI est présenté.

## 2.2 Modélisation électrique de la machine asynchrone

La machine asynchrone est un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électrique, électromagnétique et mécanique.

La machine asynchrone est de nature triphasée, les équations des circuits électriques font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants [4].

Pour un observateur lié au stator, les équations en grandeurs de phase sont :

$$u_{s(a,b,c)} = R_s i_{s(a,b,c)} + \frac{d\phi_{s(a,b,c)}}{dt} \quad (2.1)$$

Pour un observateur lié au rotor, les équations en grandeurs de phase sont :

$$u_{r(a,b,c)} = 0 = R_r i_{r(a,b,c)} + \frac{d\phi_{r(a,b,c)}}{dt} \quad (2.2)$$

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir des différentes inductances, dont certaines dépendent du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique  $\theta$ , position de la phase (a) du rotor par rapport à la phase (a) du stator figure (2.1).

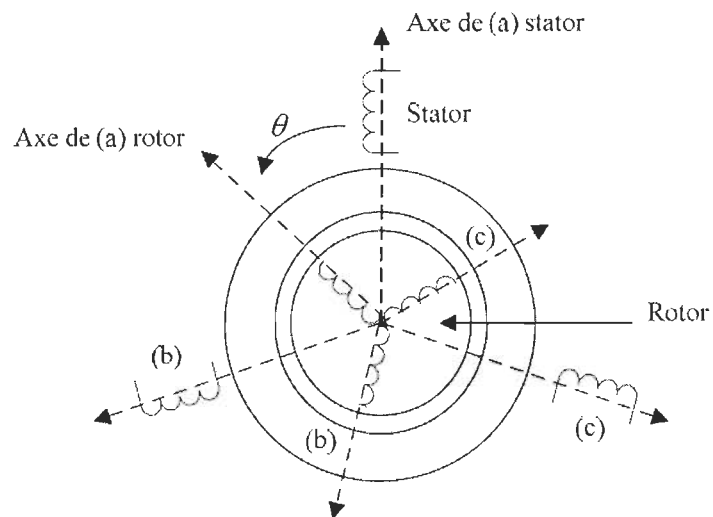


Figure 2-1 : Modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé [4]

L'introduction du vecteur spatial permet de simplifier grandement le modèle décrit par les équations (2.1) et (2.2).

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels liés à la machine asynchrone. Ces référentiels sont de type biphasé, ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de commande. La structure symétrique et équilibrée de la machine permet le passage d'une représentation triphasée à une autre biphasée équivalente (transformations de Park et Concordia). Toutes les grandeurs électromagnétiques de la machine, statoriques ou rotoriques, sont ramenées à un seul référentiel.



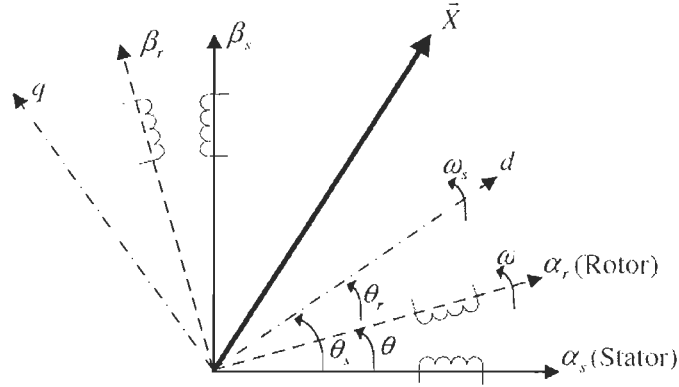


Figure 2-2 : Transformation de repères [5]

Les deux référentiels les plus utilisés dans la commande de la machine asynchrone sont [5] :

- le référentiel tournant à la vitesse du champ statorique appelé  $(d, q)$  ;
- le référentiel fixe par rapport au stator  $(\alpha_s, \theta_s)$ , par convention appelé  $(\alpha, \beta)$ .

Les équations des tensions et des flux du stator et du rotor du modèle vectoriel de la machine dans un référentiel  $(d, q)$  tournant à une vitesse  $\omega_s$  par rapport au stator sont :

$$\begin{cases} \vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} + j\omega_s \vec{\phi}_s \\ \vec{u}_r = \vec{0} = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\phi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega) \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (2.3.a)$$

$$\begin{cases} \vec{\phi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \\ \vec{\phi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \end{cases} \quad (2.3.b)$$

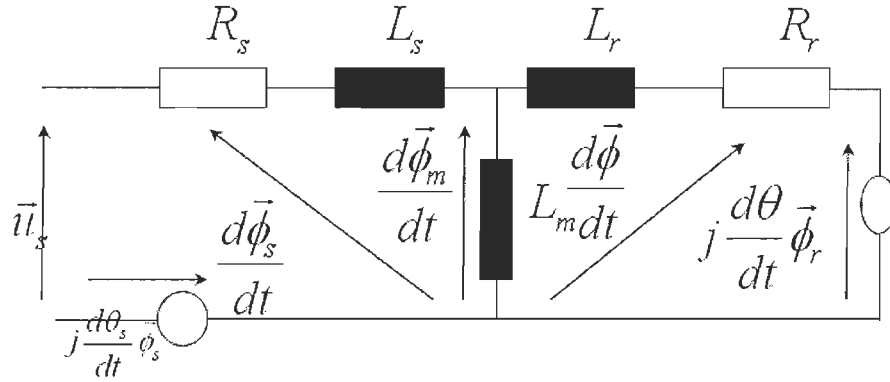


Figure 2-3 : Schéma équivalent dynamique dans un référentiel tournant [5]

Les équations des tensions et des flux du stator et du rotor du modèle vectoriel de la machine dans un référentiel fixe lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) sont :

$$\begin{cases} \vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \\ \vec{u}_r = \vec{0} = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\phi}_r}{dt} + j\omega \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (2.4.a)$$

$$\begin{cases} \vec{\phi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \\ \vec{\phi}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \end{cases} \quad (2.4.b)$$

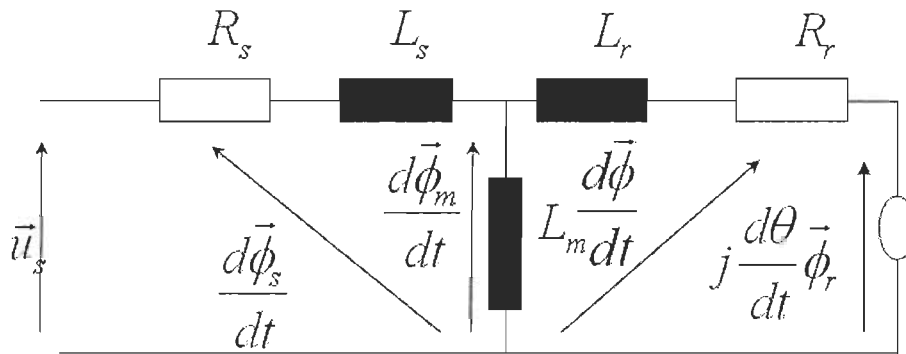


Figure 2-4 : Schéma équivalent dynamique dans un référentiel fixe [5]

Les projections des équations du modèle vectoriel dans le référentiel tournant, sur les deux axes  $(d, q)$ , permettent d'obtenir les équations de Park de la machine asynchrone :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad \begin{cases} u_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ u_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.5.a)$$

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad \begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (2.5.b)$$

Le changement de repères triphasé/biphasé  $(a, b, c) \rightarrow (d, q)$  Peut-être réalisé par la transformation de Park.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \rho & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

L'angle  $\rho$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Avec  $\rho = \theta_s$  pour le stator ou  $\rho = \theta_r$  pour le rotor.

Le changement de repères triphasé/biphasé  $(a, b, c) \rightarrow (d, q)$  Peut-être réalisé par la transformation de Concordia.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La transformation de Concordia  $(\alpha, \beta)$  peut également être obtenue à partir des composantes de Park  $(d, q)$ , et en faisant une rotation de l'angle  $\rho$ . Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Le modèle complet de la machine asynchrone comprend l'équation mécanique donnée par :

$$T_{em} - T_l = J \frac{d\omega}{dt} + f_r \omega \quad (2.12)$$

### 2.3 Modélisation de l'alimentation avec onduleur à MLI

La figure (2.5) présente un schéma d'alimentation pour le moteur asynchrone avec un onduleur de tension alimenté à partir d'un réseau triphasé.

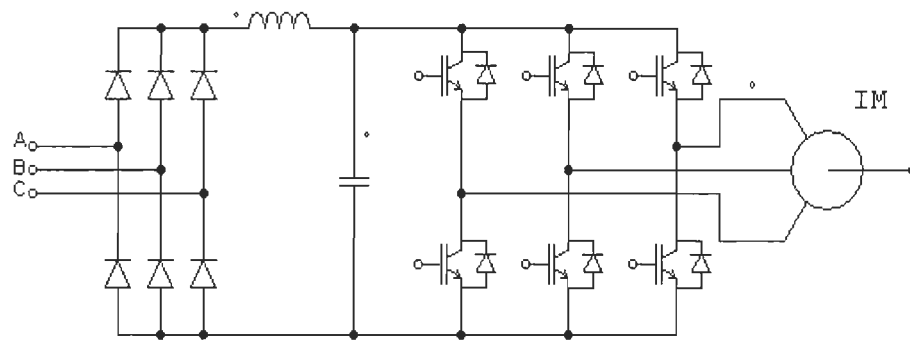


Figure 2-5 : Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé

Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter de la machine asynchrone au réseau.

L'ensemble de transistors constitue l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui impose la fréquence du champ tournant et l'amplitude du courant dans la machine. Le moteur, inductif par nature, lisse le courant. Ce dernier est pratiquement sinusoïdal [4].

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes approches de modélisation de la machine asynchrone ont été présentées brièvement.

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, autant dans le domaine de l'électronique de puissance que celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine. De ce fait, elle représente un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse et du contrôle rapide du couple.

## Chapitre 3 - Convertisseurs statiques

### 3.1 Introduction

Les convertisseurs statiques constituent, au même titre que les machines à courant continu, un maillon fondamental des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Ceux des machines à courant continu sont spécifiques et peuvent être classés en deux grandes familles :

- Celle fonctionnant à partir du réseau alternatif ;
- Celle alimentée par une source de tension continue, éventuellement créée par redressement à partir du réseau.

L'énergie électrique est surtout distribuée sous forme de tensions alternatives sinusoïdales. L'électronique de puissance permet de modifier la présentation de l'énergie électrique pour l'adapter aux différents besoins. L'électronique de puissance utilise des convertisseurs statiques. Ces derniers utilisent des interrupteurs électroniques.

Exemples:

Conversion AC --> DC : redresseur,

Conversion DC --> AC : onduleur,

Conversion DC --> DC : hacheur. [14]

Dans cette partie on présente une brève description des convertisseurs statiques et description de type de convertisseur statique.

### 3.2 Convertisseur statique

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique, on peut dire que les convertisseurs statiques remplacent les «machines» utilisant des composants électroniques en commutation [14].

Parmi les avantages de ces convertisseurs :

- Transfert de puissance peut-être contrôlé et même régulé;
- Système moins encombrant et moins lourd;
- Un rendement excellent;
- Grâce à l'automatisation une facilité de mise œuvre;
- Protections plus efficaces;
- Grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants, un coût relatif en baisse.
- 

Le diagramme ci-après représente les types de convertisseurs.

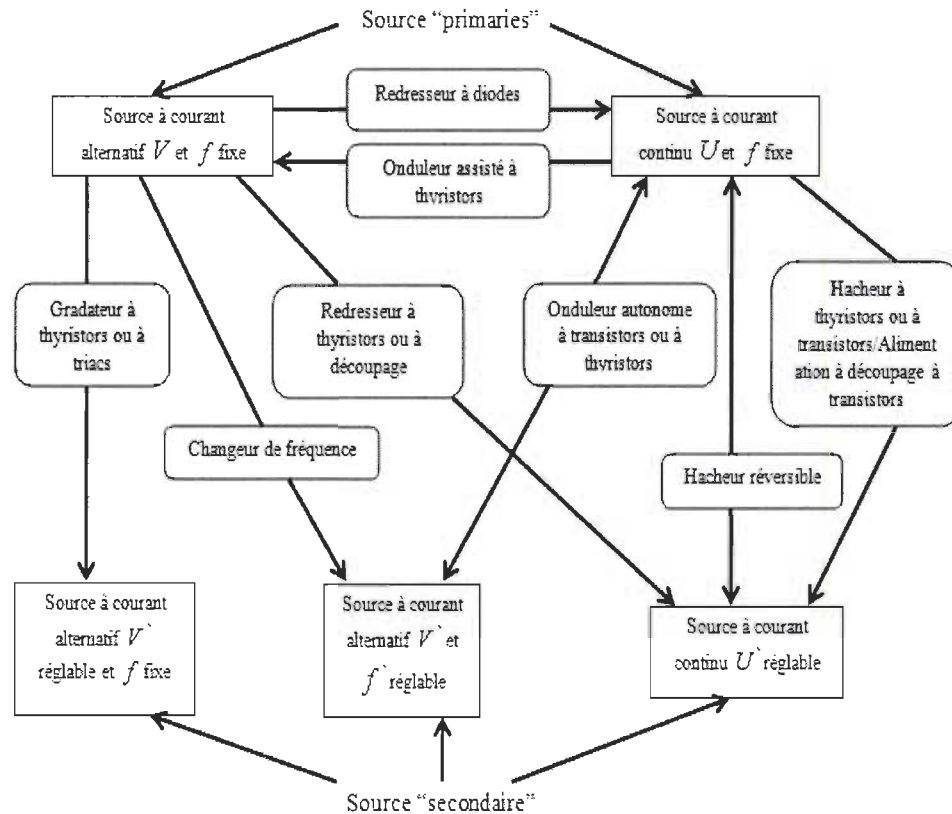


Figure 3-1 : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance. [15]

On remarque que les sources primaires de l'électrotechnique sont les suivantes :

Le réseau alternatif, sinusoïdal, monophasé ou triphasé, à valeur efficace de tension imposée constante  $V$  (source de tension) et à fréquence constante  $f$ . Ce réseau est généralement celui de la région ou du secteur géographique, mais peut aussi provenir d'un seul alternateur;

Le réseau continu, à valeur  $U$  de tension imposée constante (source de tension).



### 3.2.1 *Convertisseur statique de type de courant-continu courant-alternatif*

Un convertisseur continu-alternatif permet d'obtenir une tension alternative (éventuellement réglable en fréquence et en amplitude) à partir d'une source de tension continue.

#### *Exemple d'utilisation d'onduleur :*

L'onduleur de secours pour le matériel informatique permet d'assurer la continuité de l'alimentation en cas de coupures sur le réseau.

Il permet aussi de filtrer les éventuels défauts de la tension du réseau (parasites ou surtensions).

En ce qui concerne les applications industrielles, nous rencontrerons l'onduleur en sortie des variateurs de fréquence pour alimenter les moteurs asynchrones [16].

### 3.2.2 *Performances des convertisseurs*

La performance des convertisseurs s'évalue en considérant la grandeur du contenu harmonique dans son signal de sortie. Parmi les paramètres de performance se trouvent [13]:

Le facteur d'harmonique,  $FH_n$ . C'est la mesure de la contribution de la  $n^{ième}$  harmonique à la forme d'onde du signal de sortie [9].

Le facteur de la distorsion,  $FD$ . C'est la mesure de l'efficacité de l'onduleur pour réduire des harmoniques désirées sans spécifier les valeurs du filtre de la charge.

Le taux de distorsion harmonique total,  $TDHT$ . C'est la distorsion du signal de sortie mesurée par rapport à son composant fondamental. Sa définition en forme d'équation est :

$$TDHT = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

### 3.3 Effet négatifs des harmoniques

Les courants harmoniques n'ont pas d'effet direct sur la consommation énergétique mais ils augmentent les pertes par échauffement dans les installations (transformateurs, câblage, etc.). On peut distinguer leurs effets dans le temps en deux catégories :

*Les principaux effets instantanés ou à court terme :*

- Le déclenchement intempestif des protections ;
- Les vibrations et bruits acoustiques ;
- Les pertes de précision des appareils de mesure.

*Les principaux effets à long terme :*

- L'échauffement des sources ;
- La fatigue mécanique des installations ;
- L'échauffement des récepteurs ;
- La destruction de matériel.

### 3.4 Généralités sur les onduleurs en MLI

Les convertisseurs de courant continu en courant alternatif sont appelés des onduleurs. La fonction d'un onduleur est de convertir une tension continue d'entrée en une tension de sortie alternative symétrique d'amplitude et de fréquence désirée. La tension de sortie variable peut être obtenue en variant la tension continue d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant. D'autre part, si la tension d'entrée est fixe et qu'elle est non contrôlable, une tension de sortie variable peut être obtenue en variant le gain de l'onduleur.

Le gain de l'onduleur peut être défini comme le rapport entre la tension alternative de sortie et la tension continue d'entrée.

Pour des applications de faibles et moyennes puissances, les tensions de forme d'onde carrée ou quasi carrée pourront être acceptables; alors que pour les applications de fortes puissances une forme d'onde sinusoïdale avec un faible taux de distorsion des harmoniques sont exigées. Avec la disponibilité des dispositifs semi-conducteurs de puissance à haute vitesse, l'harmonique contenue dans la tension de sortie peut être minimisée ou réduite significativement par des techniques de commande.

Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple : variateur de vitesse des moteurs à courant alternatif, chauffage par induction, les alimentations de secours, les alimentations non interrompues. L'entrée d'un onduleur peut être une batterie, une tension continue issue des panneaux solaires, ou d'autre source de courant continu obtenu à partir d'un redressement monophasé ou triphasé comme le montre la figure 3.2 ci-dessous [19].

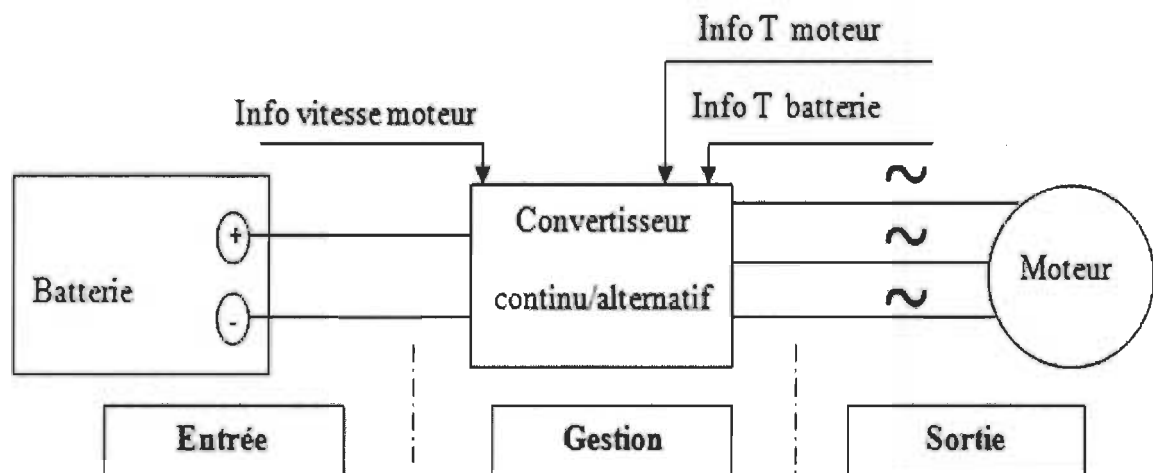


Figure 3-2 : Principe de fonctionnement de l'onduleur [19]

De façon générale, les onduleurs peuvent être classifiés en deux types : les onduleurs monophasés et les onduleurs triphasés. Chaque groupe peut utiliser les dispositifs de

commande comme : BJT, MOSFET, MCT, SIT ou commande forcée des thyristors en fonction des applications. Généralement, ces onduleurs utilisent la commande MLI pour produire une tension de sortie alternative. Un onduleur est appelé un «current-fed-inverter», (CFI) s'il est alimenté par une source de courant continu (le courant d'entrée est maintenu constant), un «voltage-fed inverter» (VFI) s'il est alimenté par une source de tension continue (la tension d'entrée est maintenue constante), et un « variable dc linked inverter », si la tension d'entrée est contrôlable [19].

### 3.5 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure 3.3, on peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion.

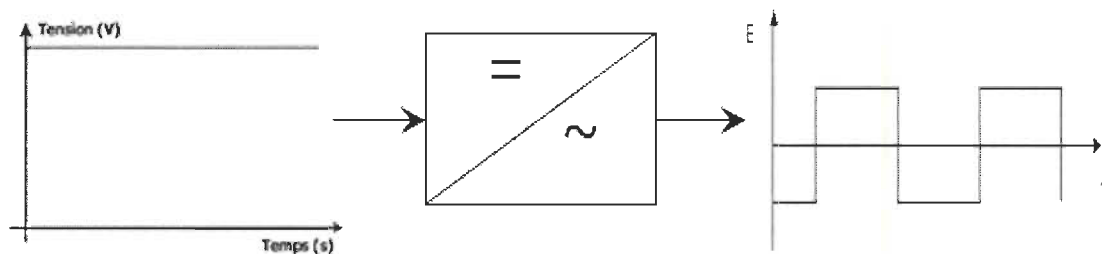


Figure 3-3 : Symbole et signal d'un onduleur

L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base qui consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion.

Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources [12].

Quand  $S_1 - S_2$  sont fermés (On) et  $S_3 - S_4$  sont ouverts (Off) pour  $t_1 < t < t_2$  on obtient une alternance positif  $U(t) = V_{dc}$  comme la montre la figure 3.4 ci-dessous :

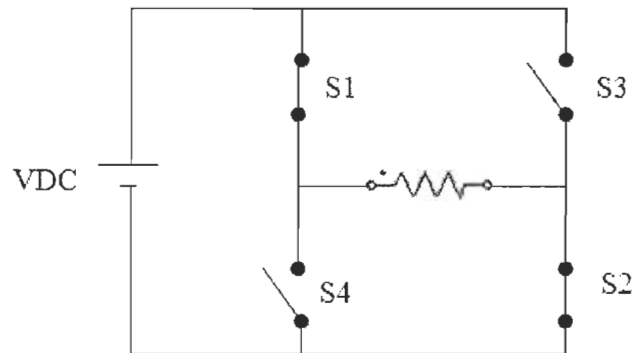


Figure 3-4 : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle

Quand  $S_1 - S_2$  sont ouvert (Off) et  $S_3 - S_4$  sont fermés (On) pour  $t_2 < t < t_3$  on obtient une alternance négative  $U(t) = -V_{dc}$  comme la montre la figure 3.5 :

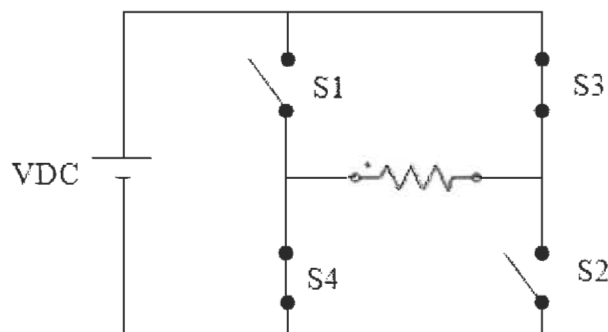


Figure 3-5 : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2ème demis cycle

Pour obtenir le signal résultant sur la période complète qui est présentée sur la figure 3.6 [19] :

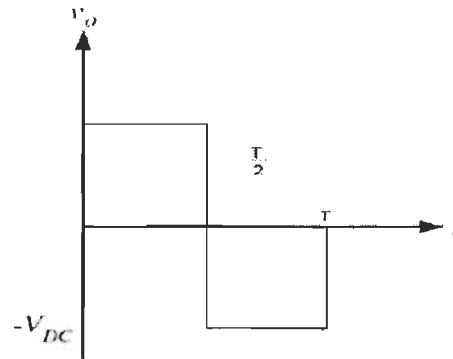


Figure 3-6 : Signal complet de l'onduleur [19]

### 3.6 Onduleur monophasé

Pour réaliser un onduleur monophasé il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur K et d'une source de tension continue E comme le montre la figure 3.7 :

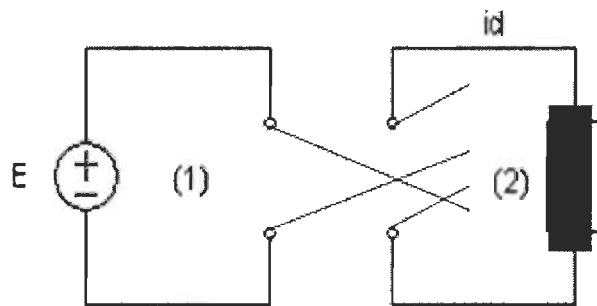


Figure 3-7 : Montage d'un onduleur monophasé

#### 3.6.1 Montage en demi-pont

Dans ce type de montage figure 3.8, on fait l'hypothèse que la capacité « C » des deux condensateurs est suffisamment grande pour que l'on puisse considérer qu'en régime permanent la tension à leurs bornes reste toujours égale à  $E/2$  [19].

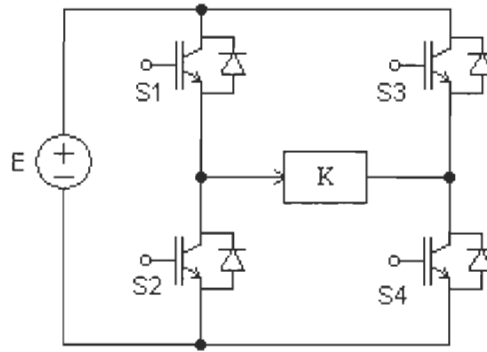


Figure 3-8 : Montage d'un onduleur en demi-pont

### 3.6.2 Montage en pont

Il est constitué de deux cellules de commutation et la charge est connectée entre les sorties  $S_1$  et  $S_2$  de chacune des deux cellules figure 3.9. La tension de sortie est donc la différence entre les tensions élémentaires  $v_{s1}$  et  $v_{s2}$  de chaque cellule [1].

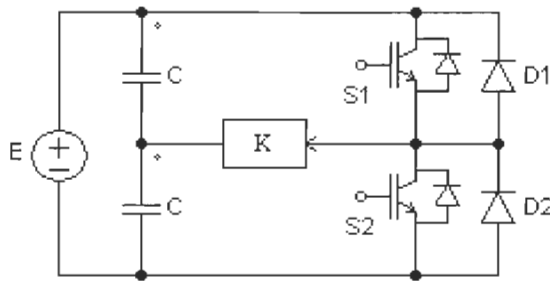


Figure 3-9 : Montage d'un onduleur en pont complet

## 3.7 Onduleur triphasé en pont

L'onduleur triphasé en pont est constitué de trois cellules de commutation figure 3.10. On retrouve évidemment une structure différentielle dans laquelle les tensions triphasées sont obtenues de façon composée sur les trois bornes de sortie.

L'onduleur triphasé doit évidemment, en régime normal, délivrer un système de tension dont les composantes fondamentales forment un système équilibré [19].

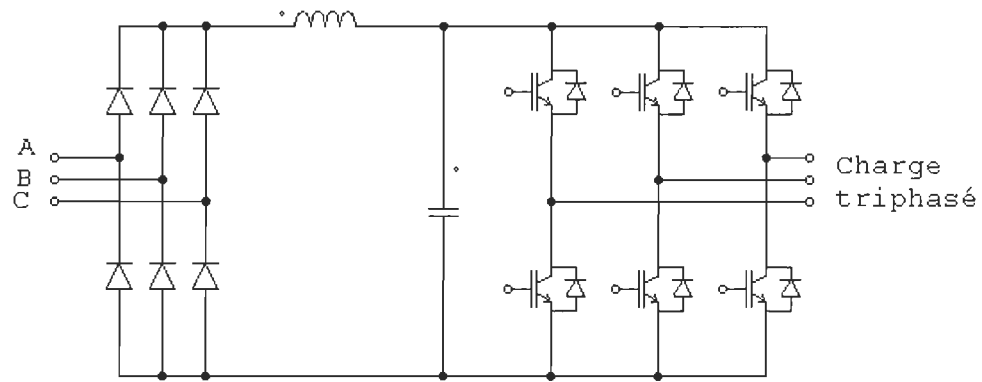


Figure 3-10 : Montage d'un onduleur triphasé

### 3.8 Modélisation de l'onduleur triphasé

L'onduleur triphasé dit deux niveaux est illustré par son circuit de puissance de la figure 3.11. On doit distinguer d'une part les tensions de branche  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$ ,  $V_{CN}$  mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue  $V_{pv}$ , d'autre part, il y a les tensions de phases  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$  et  $V_{CN}$  mesurées par rapport à un point neutre flottant  $n$  représentant une charge équilibrée montée en étoile. Des tensions simples on peut tirer facilement les tensions composées  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$  et  $V_{CN}$ . [19]

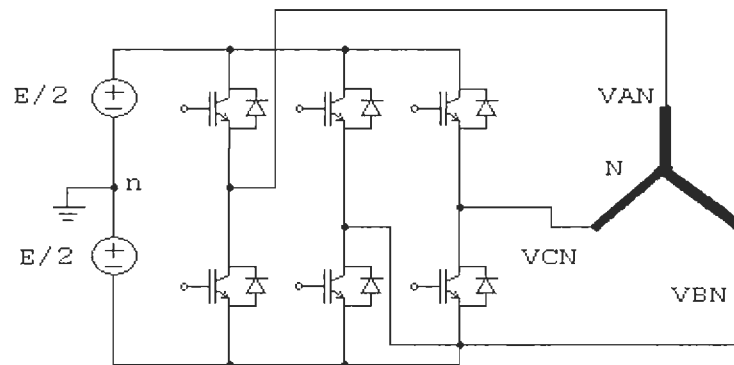


Figure 3-11 : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé



Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé de la figure 3.11, il est à noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

En utilisant ces états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suit :

$$\begin{aligned} V_{An} &= S_1 V_{pv} \\ V_{Bn} &= S_2 V_{pv} \\ V_{Cn} &= S_3 V_{pv} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Où  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement.

Les tensions composées sont [19]:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{AN} + V_{NB} = V_{AB} - V_{BN} = (S_1 - S_2) V_{pv} \\ V_{BC} &= V_{BN} + V_{NC} = V_{BN} - V_{CN} = (S_2 - S_3) V_{pv} \\ V_{CA} &= V_{CN} + V_{NA} = V_{CN} - V_{AN} = (S_3 - S_1) V_{pv} \end{aligned} \quad (3.3)$$

On peut écrire l'équation (2.3) sous la forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Les tensions simples sont :

$$\begin{aligned} V_{AN} &= \frac{2}{3} V_{AN} - \frac{1}{3} (V_{BN} + V_{CN}) \\ V_{BN} &= \frac{2}{3} V_{BN} - \frac{1}{3} (V_{AN} + V_{CN}) \\ V_{CN} &= \frac{2}{3} V_{CN} - \frac{1}{3} (V_{AN} + V_{BN}) \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{pmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{pmatrix} = \frac{V_{pv}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

### 3.9 Classification des onduleurs

Il existe plusieurs schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées.

Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

#### 3.9.1 Onduleur autonome

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutation sont imposés par des circuits externes. La charge est quelconque. Cet onduleur n'est pas réversible.

#### 3.9.2 Onduleur non autonome

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est "naturelle" contrairement à l'onduleur autonome.

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

### 3.10 Conclusion

L'alimentation par un réseau triphasé ne permet pas ces commandes une fréquence constante, alors on fait recours à l'alimentation par un convertisseur statique délivrant une tension d'amplitude et de fréquence variable.

Dans ce chapitre on a exposé une étude sur les différents convertisseurs statiques, les techniques de commande et la technologie des interrupteurs. Les machines à courant continu en fonctionnement moteur s'adaptent bien à l'association avec des convertisseurs « continu-continu », qui permettent, une variation de vitesse du fait de leur souplesse de fonctionnement.

# **Chapitre 4 - Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)**

## **4.1 Introduction**

À l'âge de la révolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension à MLI, trouve énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif. Dans la littérature se présentent différentes méthodes de commande de ces convertisseurs. Parmi elles, deux variantes de commande se distinguent: la modulation sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée [3], [20] et la modulation vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée [10], [2].

Dans ce chapitre nous exposons les techniques de la commande MLI avec la modélisation de la commande MLI vectorielle basées sur la dispersion de la tension triphasée d'un onduleur triphasé.

## **4.2 Théorie des techniques de commande MLI**

Au cours de ces dernières années, différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion ont été développées. Dans cette mémoire on se base sur deux variantes de cette stratégie de commande (MLI sinusoïdale échantillonné basée sur la dispersion de la tension triphasée et MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée).

Plusieurs techniques de contrôle à MLI ont été développées. Les plus utilisées sont les suivantes [19] :

- MLI Simple
- MLI Multiple
- MLI Sinusoïdale modifiée
- MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée;
- MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée.

#### 4.2.1 MLI simple

Cette technique de MLI utilise une seule impulsion par demi-cycle et la largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur (aux bornes de la charge).

Les signaux de commande sont obtenus par comparaison d'un signal de référence d'amplitude  $A_r$ , avec un signal d'onde porteuse triangulaire d'amplitude  $A_c$ .

La fréquence du signal de référence est celle de la fondamentale de la tension de sortie. En variant  $A_r$ , de 0 à  $A_c$ , la largeur d'impulsion  $\delta$  peut varier de 0 à 180°. Le rapport entre  $A_r$  et  $A_c$  est la variable de contrôle et est appelé indice de modulation d'amplitude ou tout simplement indice de modulation [19].

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (4.1)$$

La tension de sortie efficace peut être trouvée par :

$$V_o = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (4.2)$$

La série de Fourier de la tension de sortie produite est :

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin(n\omega t) \quad (4.3)$$

#### 4.2.2 MLI multiple

Lorsqu'on veut réduire le contenu harmonique, on utilise plusieurs impulsions dans chacune des alternances de la tension de sortie. Cette technique est connue sous le nom de MLI multiple.

La fréquence du signal de référence règle la fréquence de sortie  $f_a$  et la fréquence porteuse  $f_c$ , du signal détermine le nombre d'impulsions durant la demi-alternance, «p» l'indice de modulation contrôle l'amplitude de la tension de sortie.

Ce type de modulation est également connu sous le nom de modulation en largeur d'impulsions uniforme (*UMLI 'Uniform Pulse Width Modulation'*). Le nombre d'impulsions par demi-cycle est [19]:

$$p = \frac{f_c}{2f_0} = \frac{m_f}{2} \quad (4.4)$$

Ou  $m_f = \frac{f_c}{f_0}$  est appelé taux de modulation de fréquence.

La variation de l'indice de modulation  $m$  de 0 à 1 fait varier la largeur d'impulsion de 0 à  $\frac{\pi}{p}$  et la tension de sortie de 0 à  $V_s$ .

Si  $\delta$  est la largeur de chaque impulsion, la tension efficace de sortie peut être calculée d'après la formule :

$$V_0 = \left[ \frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/\pi-\delta)^2}^{(\pi/\pi+\delta)^2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \dots \dots \left( 0 < \delta < \frac{\pi}{2p} \right) \quad (4.5)$$

La forme générale de la série de Fourier pour la tension de sortie instantanée est :

$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) \quad (4.6)$$

Le coefficient  $B_n$  peut être déterminé en considérant une paire d'impulsions telle que l'impulsion positive de durée  $\delta$  démarre à  $\omega t = \alpha$  et l'impulsion négative de même largeur démarre à  $\omega t = \pi + \alpha$ .

Les effets de toutes les impulsions prises ensemble donnent la tension de sortie effective (théorème de superposition).

Si l'impulsion positive de la  $m^{ème}$  paire démarre à  $\omega t = \alpha_m$ , et s'arrête à  $\omega t = \pi + \alpha_m$ , le coefficient de la série de Fourier pour une paire d'impulsions est :

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) \right] = \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[ \sin n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (4.7)$$

Le coefficient  $B_n$ , peut être obtenu en additionnant des effets de toutes les impulsions :

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[ \sin n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (4.8)$$

L'ordre des harmoniques est le même que pour le cas précédemment étudié, mais le facteur de distorsion est considérablement réduit.

Cependant, à cause du nombre élevé de commutations ( $n$  fois), les pertes augmentent également de  $n$  fois. Pour un nombre élevé d'impulsions  $p$ , les amplitudes des harmoniques d'ordre inférieur sont réduites tandis que les mêmes amplitudes pour les harmoniques d'ordre élevé augmentent.

Cependant, ces harmoniques produisent une faible distorsion qui peut être facilement filtrée à la sortie [19].

#### 4.2.3 MLI sinusoïdale modifiée

Selon la caractéristique de la MLI sinusoïdale, les largeurs des impulsions s'approchent de l'amplitude maximale de l'onde sinusoïdale pour ne pas changer significativement avec la variation de l'indice de modulation.

Cela est dû à la caractéristique d'une onde sinusoïdale et la technique de MLI sinusoïdale peut être modifiée en appliquant l'onde sinusoïdale durant le début et la fin d'un intervalle de  $60^\circ$  par demi-cycle; c'est à dire  $0$  à  $60^\circ$  et de  $120^\circ$  à  $180^\circ$ .

Ce type de modulation est connu sous le nom de MLI sinusoïdale modifiée. La composante fondamentale est ainsi augmentée et les caractéristiques des harmoniques sont améliorées.

Le nombre d'impulsions  $a$  sur une demi-période de  $60^\circ$  est normalement lié au rapport de fréquence dans le cas d'un onduleur triphasé par [19] :  $\frac{f_c}{f_a} = 6q + 3$



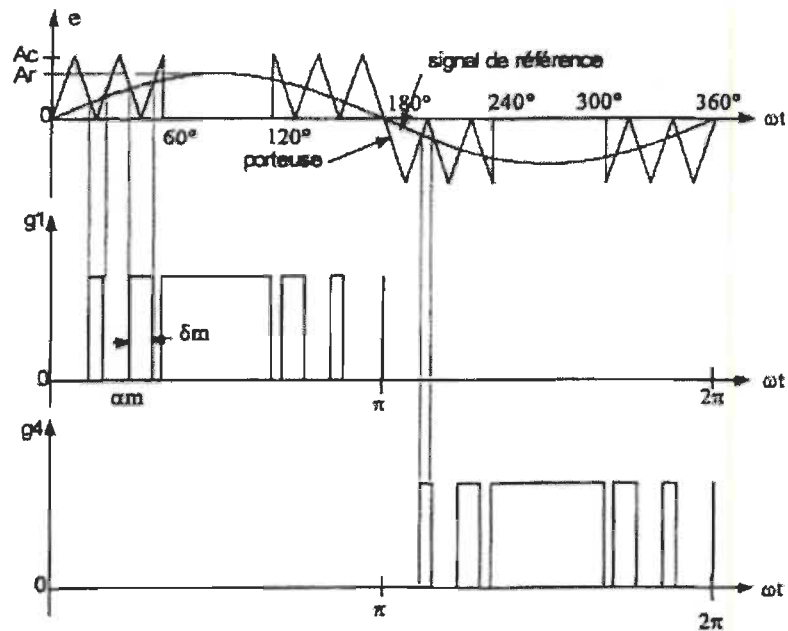


Figure 4-1: MLI sinusoïdale modifiée [19]

#### 4.2.4 MLI Sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée

La technique de modulation sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revue dans la littérature [3], [10].

Cette technique de modulation, encore appelée modulation par échantillonnage uniforme, a été introduite pour la première fois par Bowes [20]. En effet, les instants de commutation par échantillonnage naturel ne sont pas répartis à des intervalles équidistants et, par conséquent, non appropriés à une implémentation par un processeur numérique.

Ces difficultés ont mené, au début des années 70, au développement des techniques de modulation par échantillonnage régulier [3] [10].

C'est un processus numérique d'échantillonnage à des intervalles régulièrement espacés pour produire une onde discrétisée à tendance sinusoïdale de l'onde modulante.

Quand la modulante est échantillonnée à chaque sommet de l'onde triangulaire de période  $T_e$ , chaque transition de l'impulsion de commande est définie à partir d'une valeur différente du signal échantillonné [3], [10].

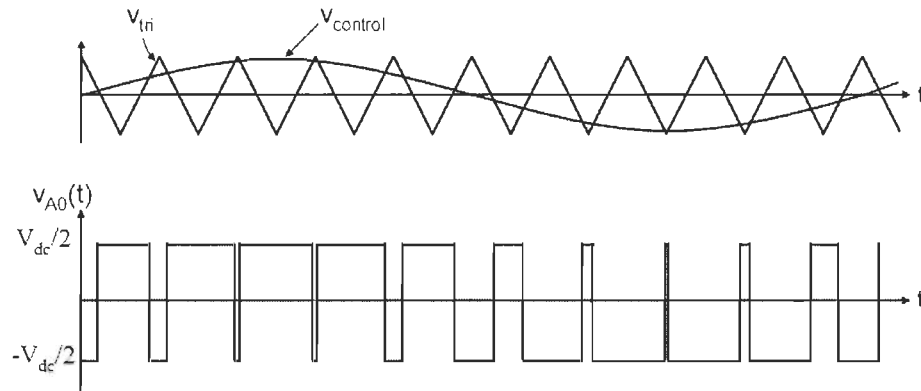


Figure 4-2: Principe de la MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée [19]

La technique de modulation sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée présente plusieurs avantages tels que la réduction des pertes de commutation, l'augmentation des tensions en sortie, et l'amélioration des performances harmoniques.

La technique de modulation sinusoïdale échantillonnée présente l'avantage d'être facilement réalisable en temps réel par un processeur numérique. Elle entraîne une amélioration importante pour les harmoniques de faible fréquence et élimine les fréquences de rang supérieur [3], [10], [17].

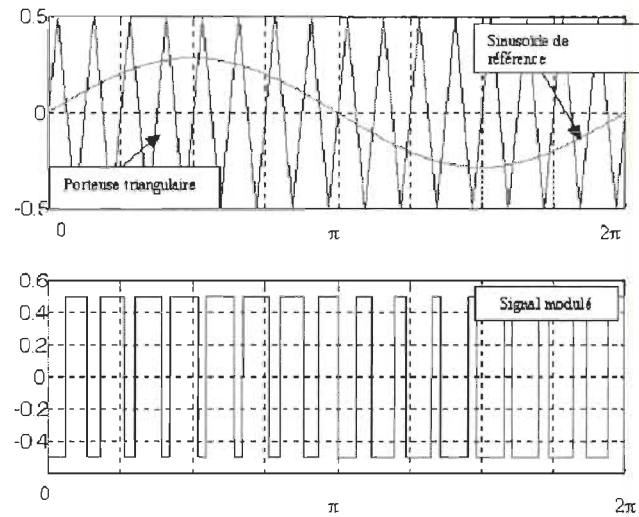


Figure 4-3 : Principe de la MLI Sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée

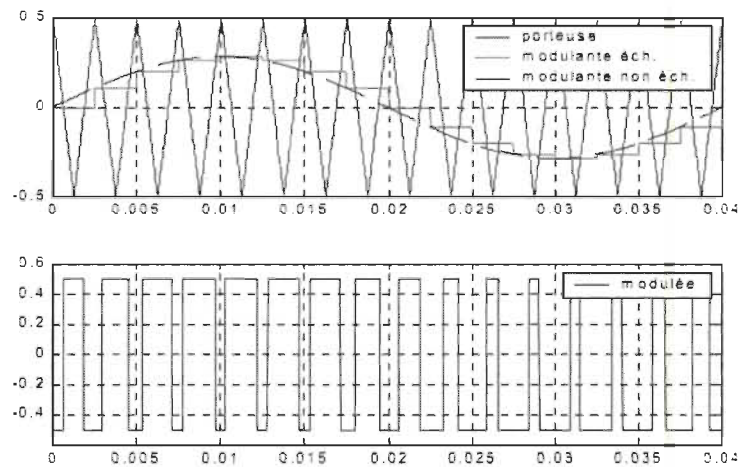


Figure 4-4 : Principe de la MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée

#### 4.2.5 Modulation Vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée

La technique de modulation vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe [3], [10], [17].

Elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années, en particulier pour des applications d'entraînement d'une machine asynchrone.

Vecteurs d'espace d'un onduleur de tension :

Les trois tensions d'alimentation  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$  et  $V_{CN}$  de la machine asynchrone figure (4.2) sont représentées, dans le plan complexe  $(\alpha, \beta)$ , par un seul vecteur d'espace  $\vec{V}_s$  défini par la relation :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{AN} + aV_{BN} + a^2V_{CN}) \text{ ou } : a = e^{j\frac{2}{3}\pi} \quad (4.9)$$

Vecteur tension  $\vec{V}_s$  est délivré par un onduleur de tension triphasé, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté en théorie par 3 grandeurs booléennes de commande  $S_k$  ( $k = A, B, C$ ) telles que (Figure 3.11) :

$S_k = 1$  : Interrupteur haut est fermé et celui en bas est ouvert

$S_k = 0$  : Interrupteur haut est ouvert et celui en bas est fermé

À partir de la combinaison des 3 grandeurs ( $S_A, S_B, S_C$ ), vecteur tension  $\vec{V}_s$  peut se retrouver dans huit positions fixes correspondant aux huit configurations possibles des interrupteurs.

Ces huit états du vecteur d'espace définissent les limites de 6 secteurs (Figure 3.11) dans le plan complexe  $(\alpha, \beta)$ . Deux des huit états sont des vecteurs nuls :  $\vec{V}_7(111)$  et  $\vec{V}_8(000)$ .

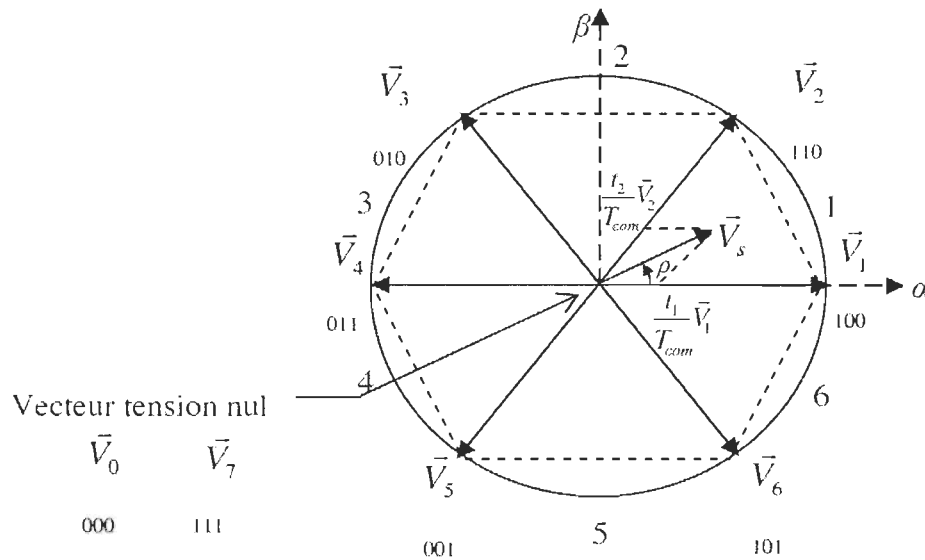


Figure 4-5 : Principe de MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée [10]

#### Technique de modulation vectorielle :

La technique de modulation vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée consiste à reconstituer le vecteur tension de référence  $\vec{V}_s$  pendant une période d'échantillonnage par les vecteurs tensions adjacents  $\vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}$ ,  $\vec{V}_7$  et  $\vec{V}_8$  ( $i=1, \dots, 5$ ) correspondant aux huit états possibles de l'onduleur.

La symétrie du système triphasé nous permet de réduire l'étude au cas général d'un secteur de 60 degrés [10]. On se place alors dans le cas où le vecteur de référence  $\vec{V}_s$  est situé dans le secteur I. Dans ce cas, la tension de référence  $\vec{V}_s$  est reconstituée en faisant une moyenne temporelle des  $\vec{V}_1, \vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_7$  et  $\vec{V}_8$ .

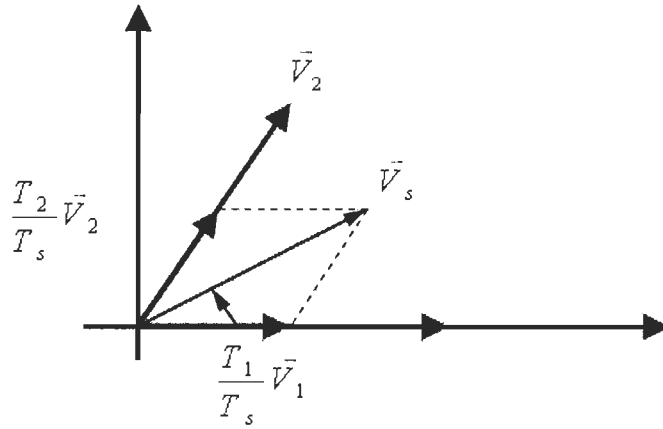


Figure 4-6 : Principe de construction du vecteur de tension  $\vec{V}_s$  [10]

Après, il suffit de déterminer la position du vecteur de référence  $\vec{V}_s$  dans le repère  $\alpha, \beta$  (transformée de Park) et le secteur dans lequel il se trouve.

Pour une fréquence de commutation  $T_s$  suffisamment élevée le vecteur d'espace de référence  $\vec{V}_s$  est considéré constant pendant un cycle de commutation. Tenant compte que  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  sont constants et  $\vec{V}_7 = \vec{V}_8 = 0$ , il s'en suit pour un cycle de commutation :

$$V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) = V_a \cdot \sin\frac{\pi}{3} \quad (4.10)$$

$$V_s \cdot \sin\varphi = V_b \cdot \sin\frac{\pi}{3} \quad (4.11)$$

Donc :

$$V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (4.12)$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_s \cdot \sin \varphi \quad (4.13)$$

Ou  $V_b$  et  $V_h$  sont les composantes de  $V_s$  alignée dans les directions de  $V_1$  et  $V_2$  respectivement.  $V_s$  Peut-être approchée en appliquant  $V_1$  pour un pourcentage de temps  $T_1$  et  $V_2$  pour un pourcentage de  $T_2$  sur une période de temps  $T_0$ .

$$T_s \vec{V}_s = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 \quad (4.14)$$

$T_1$ : Temps alloué au vecteur  $\vec{V}_1$ .

$T_2$ : Temps alloué au vecteur  $\vec{V}_2$ .

$T_0$ : Temps partagé entre les 2 vecteurs nuls et  $\vec{V}_7$  et  $\vec{V}_8$ .

La résolution de cette équation après décomposition sur les deux axes du plan complexe  $(\alpha, \beta)$  donne :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{2}V_s}{E} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \\ T_2 &= \frac{\sqrt{2}V_s}{E} T_s \sin(\varphi) \\ T_0 &= \frac{1}{2}(T_s - T_1 - T_2) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Avec :  $0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{3}$

Les mêmes règles s'appliquent pour les secteurs II, VI. Ceci résulte dans l'ordre de commutation défini suivant la figure 4.7.

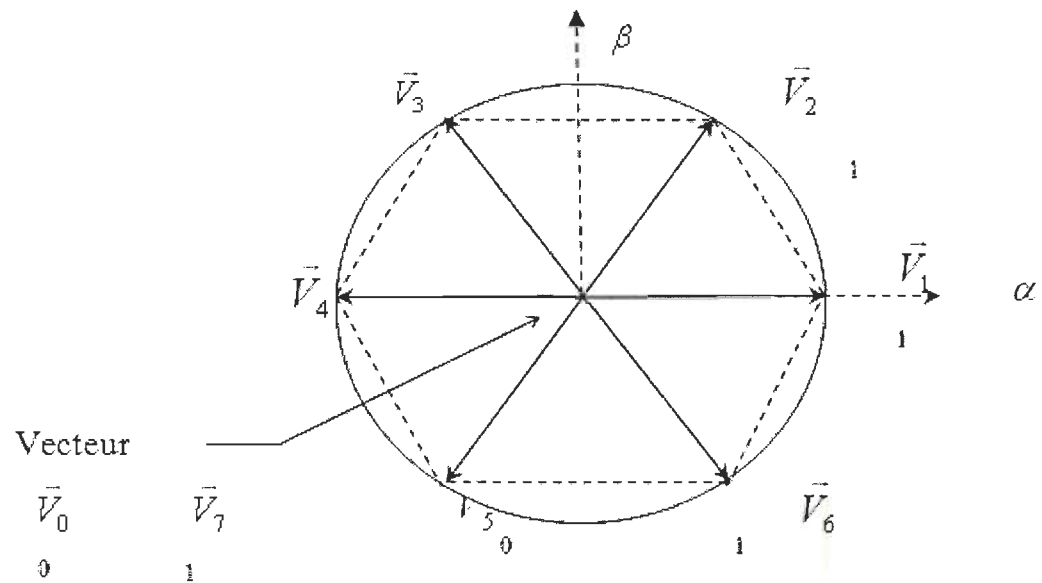


Figure 4-7 : Vecteurs tension d'état de l'onduleur [6]

#### 4.3 Modélisation de la commande d'un onduleur triphasé

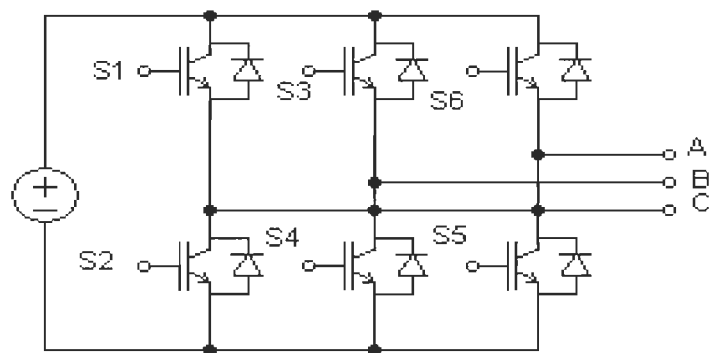


Figure 4-8 : Schéma équivalent de l'onduleur de tension

Les trois tensions  $V_1, V_2, V_3$  de la machine asynchrone figure 3.12 sont représentées, dont le plan complexe  $(\alpha, \beta)$  par un seul vecteur d'espace défini par la relation suivante :



$$\vec{V}_{Sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_{an} + v_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (4.16)$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande  $S_j$  ( $j = a, b, c$ ) tels que :

$S_j = 1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert,

$S_j = 0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$v_{jn} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad (4.17)$$

Alors on peut exprimer le vecteur de tension par la relation suivante :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (4.18)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs  $(S_a, S_b, S_c)$  permettent de générer huit positions du vecteur  $\vec{V}_s$ , dont deux correspondent au vecteur nul [20]:

$$\vec{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0) \text{ et } \vec{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1) \quad (4.19)$$

Le tableau suivant montre les vecteurs de tension :

Tableau Vecteurs de [20]	$(S_a, S_b, S_c)$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$\vec{V}_j$	4-1 : tension d'état l'onduleur
	0,0,0	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\vec{V}_0 = 0$	
	0,0,1	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\vec{V}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c$	
	1,1,0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\vec{V}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j\frac{\pi}{3}}$	
	0,1,0	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\vec{V}_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j\frac{2\pi}{3}}$	
	0,1,1	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\vec{V}_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}}U_c$	
	0,0,1	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\vec{V}_5 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j\frac{4\pi}{3}}$	
	1,0,1	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\vec{V}_6 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j\frac{5\pi}{3}}$	
	1,1,1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\vec{V}_7 = 0$	

#### 4.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a fait une brève description de quelques techniques de la commande MLI finissant avec la modélisation de la commande d'un onduleur triphasé.

Le contenu des harmoniques généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans les transformateurs, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes joule, pertes fer et pertes par courant de Foucault).

Elle génère dans les machines tournantes des oscillations du couple, des bruits acoustiques et des résonances électromagnétiques.

Elles injectent du bruit sur la commande et introduisent des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

Il est donc impératif de minimiser les harmoniques; ce qui fera l'objet de l'étude comparative des deux commandes MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée et MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée.

# Chapitre 5 - Simulation de la commande par modulation d'un onduleur

## 5.1 Introduction

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmoniques possible [18]. Pour l'onduleur de notre système de commande, nous utilisons la technique de la modulation vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée et sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée.

Après avoir rappelé le principe de fonctionnement de la MLI, nous allons la modéliser sous l'environnement du logiciel MATLAB/SIMULINK.

La simulation du système à l'aide de MATLAB/SIMULINK est tout a fait justifiable en raison de ses divers avantages uniques comme la facilité et l'efficacité de programmation élevées, l'interface graphique élégante et son architecture ouverte permettant l'adaptation à un grand nombre de cas.

## 5.2 Commande MLI sinusoïdale échantillonnée d'un onduleur triphasée basée sur la dispersion de la tension triphasée

### 5.2.1 Modèle de simulation

La simulation de l'onduleur triphasé sous environnement MATLAB/SIMULINK commandé par la MLI sinusoïdale échantillonnée.

On simule le système pour une durée de 1/6s (10 périodes) à l'aide de l'algorithme de résolution des équations différentielles ode15s et un pas d'échantillonnage de 1/360000s.

Sur la figure 5.1 ci-dessous on présente le schéma bloc MLI sinusoïdale échantillonnée pour un indice de modulation  $m=0.9$ .

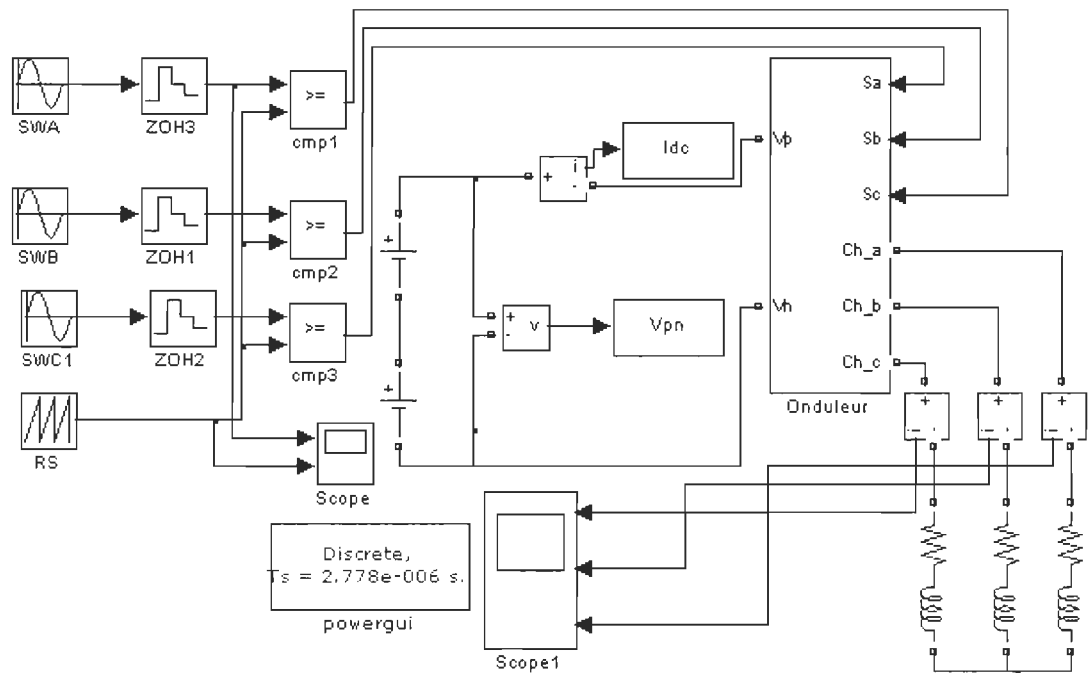


Figure 5-1 : Schéma bloc MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée

### 5.2.2 Les transistors bipolaires à grille isolée – IGBT

Le montage de puissance utilisé est un onduleur de tension triphasé à interrupteurs de type IGBT (insulated gate bipolar transistor). Notons que ce type d'interrupteur est très utilisé dans les applications industrielles pour une grande gamme de puissance.

C'est des composants très robustes qui présentent une haute impédance à la gâchette (comme les MOSFET) ce qui requiert juste une petite énergie pour amener le dispositif à l'état de conduction ; ils présentent une chute de tension faible à l'état de conduction (comme les BJT) ; ils peuvent être employés pour bloquer des tensions négatives (comme les GTO). La figure 5.2 présente le schéma de cet onduleur.

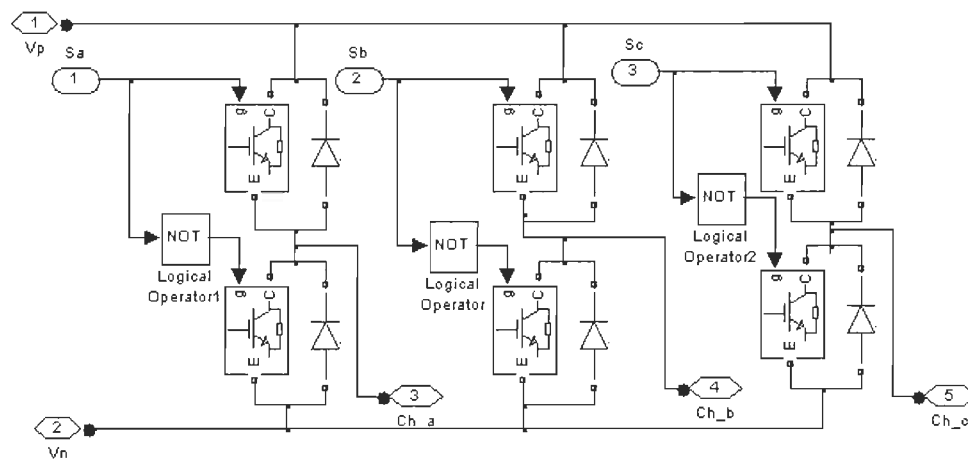


Figure 5-2 : Schéma bloc MLI Onduleur triphasé

La figure 5.3 reprend le bloc pour générer un MLI avec un sinus échantillonné. Le principe de commande est simple et très rapide à mettre au point. En simulation, tout ce dont a besoin c'est d'une porteuse à haute fréquence, des bloqueurs d'ordre zéro échantillonnant le signal sinusoïdal à la fréquence de la porteuse et de comparateurs.

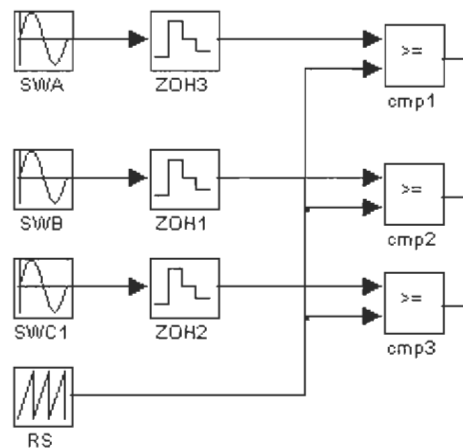


Figure 5-3 : bloc pour générer un MLI avec sinus échantillonné

### 5.2.3 Résultats de simulation de la commande échantillonnée

Les résultats de simulation seront présentés dans cette section. Les différentes formes d'ondes ont été relevées dans les conditions de fonctionnement suivantes :

Tension d'entrée 100V.

Charge triphasée RL :  $R=12\Omega$  et  $L=5\text{ mH}$

Fréquence du signal de sortie  $F_0=60\text{ Hz}$

Fréquence de commutation  $F_c=1440\text{ Hz}$

Indice de modulation : amplitude de signal sinusoïdal/amplitude la porteuse : 0.9

La fréquence de commutation a été fixée à 1440Hz ce qui représente 24 fois la fréquence du signal de sortie. Nous remarquons qu'à cette fréquence la qualité des signaux de sortie est très acceptable et les pertes par commutation sont réduites.

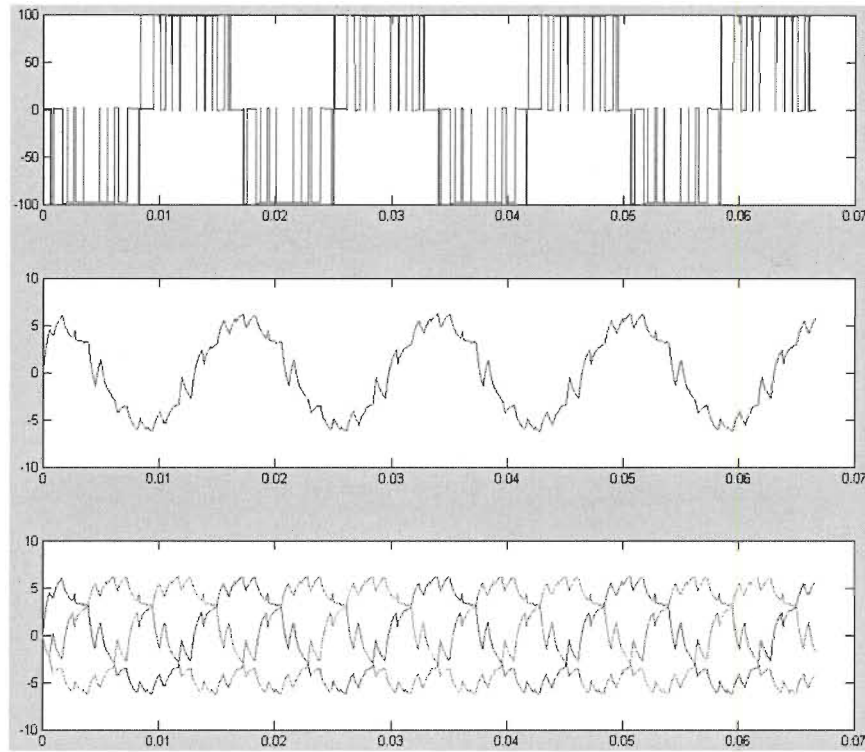


Figure 5-4 : Les courants des phases, courant et tension d'une phase ( $m=0.9$ )

La figure 5.4 montre les courants des phases (A, B, C) déphasés  $\frac{2\pi}{3}$  et seront directement appliqués sur les trois phases de l'onduleur.

Grâce à la fonction FFT sous environnement MATLAB/SIMULINK, la figure 5.5 nous montre forme d'onde et spectre de  $V_{cn}$  (tension de phase) avec un THD de 81.30% et un fondamental (60Hz) de 43.73 ( $m=0.9$ ).

Les fréquences des harmoniques apparaissent selon l'équation suivante :

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1$$

Où :

$f_h$  : est la fréquence de l'harmonique

$m_f$  : est le rapport des fréquences entre la porteuse et le signal sinusoïdal de référence

$f_1$  : est la fréquence du fondamental.



Dans notre cas :

$$m_f = 24$$

$$f_1 = 60 \text{ Hz}$$

On retrouve les harmoniques aux fréquences suivantes:

$$(m_f \pm 2)f_1 \rightarrow 1320 \text{ Hz et } 1560 \text{ Hz}$$

$$(m_f \pm 4)f_1 \rightarrow 1200 \text{ Hz et } 1680 \text{ Hz}$$

$$(m_f \pm 6)f_1 \rightarrow 1080 \text{ Hz et } 1800 \text{ Hz}$$

$$(2m_f \pm 1)f_1 \rightarrow 2820 \text{ Hz et } 2940 \text{ Hz}$$

$$(2m_f \pm 5)f_1 \rightarrow 2580 \text{ Hz et } 3180 \text{ Hz}$$

$$(2m_f \pm 7)f_1 \rightarrow 2460 \text{ Hz et } 3300 \text{ Hz}$$

etc...

Pour des valeurs impaires de  $j$  seules les valeurs paires de  $k$  existent et vice-versa.

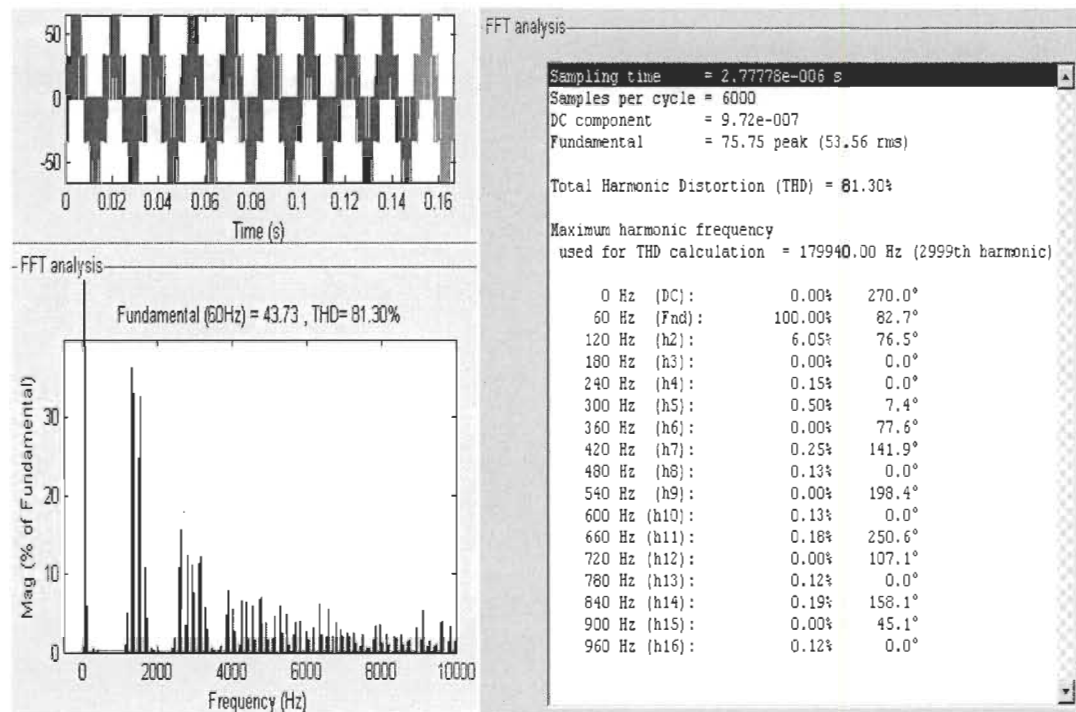


Figure 5-5 : Forme d'onde et Spectre de  $V_{cn}$  ( $m=0.9$ )

La FFT du courant dans la phase C de la charge est donnée dans la figure 5.6. Cette figure nous montre forme d'onde et spectre de  $I_c$  (A) avec un THD de 16.16% et un fondamental (60Hz) de 4.29. On retrouve un courant sinusoïdal à 60 Hz ce qui confirme l'exactitude de la commande. Le THD est évidemment plus faible que celui de la tension car la charge RL agit comme un filtre passe-bas pour la tension.

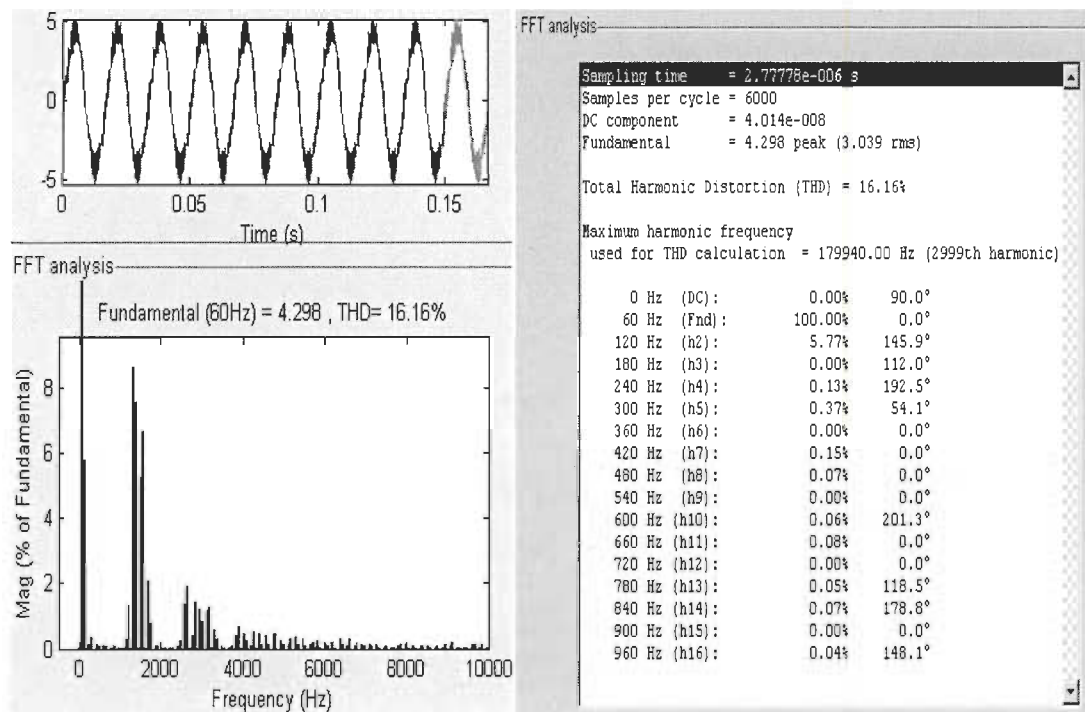


Figure 5-6 : Forme d'onde et spectre  $I_{cn}$  ( $m=0.9$ )

### 5.3 Commande MLI vectorielle d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée

#### 5.3.1 Principe de la MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée:

Dans cette modulation on représente les trois tensions sinusoïdales par un seul vecteur de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteur complémentaires. Cette MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T$  [7].

#### 5.3.2 La présentation des blocs sous Simulink de la MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée:

Le système de simulation de MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée est effectué dans l'environnement MATLAB/SIMULINK pour faire une comparaison avec la modulation sinusoïdale échantillonnée.

On simule le système pour une durée de  $1/6s$  (10 périodes) à l'aide de l'algorithme de résolution des équations différentielles ode15s et un pas d'échantillonnage de  $1/360000s$  (mêmes conditions que dans le cas de la modulation échantillonnée).

Le schéma bloc de cette simulation apparaît sur la figure 5.7 suivante :

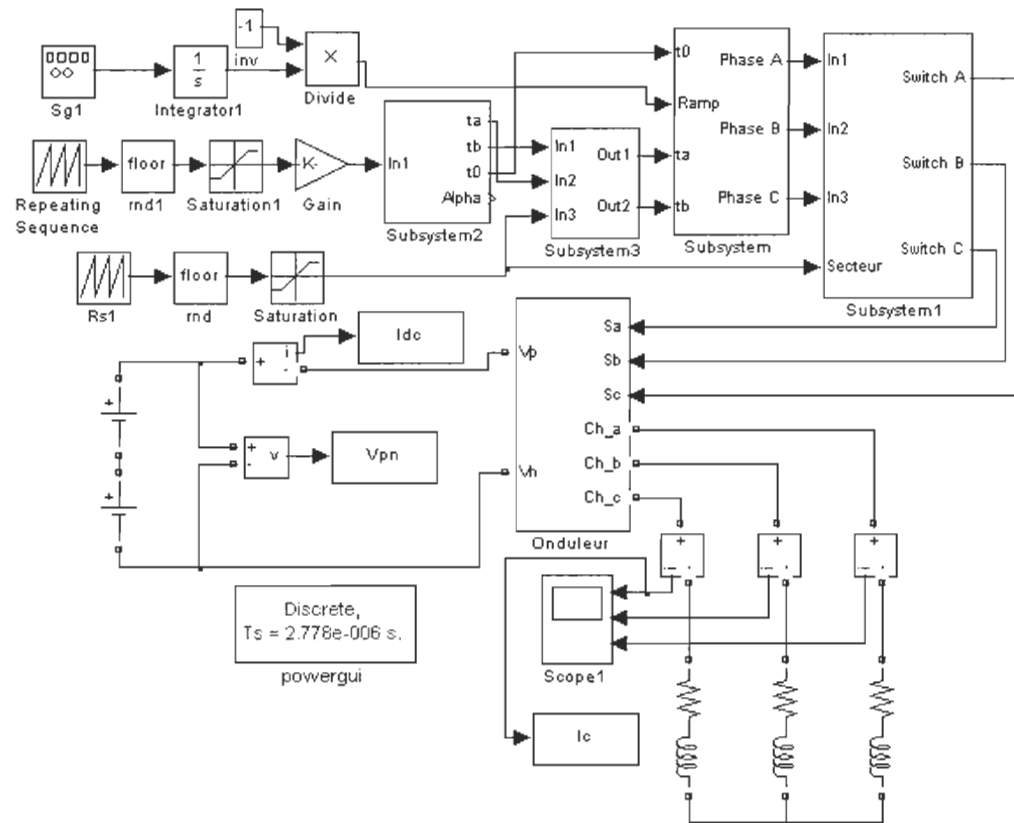


Figure 5-7 : Schéma bloc de MLI vectorielle basé sur la dispersion de la tension triphasée

L'onduleur de puissance de la figure 5.2 est également utilisé pour la modulation vectorielle, et les résultats de simulation seront présentés dans cette section. Les différentes formes d'ondes ont été relevées dans les mêmes conditions de fonctionnement qu'avec la modulation échantillonnée décrites dans 5.2.1 à l'exception de l'indice de modulation. En effet, l'indice de modulation ( $m$ ) est de 0.68. Ce choix a été fait pour pouvoir comparer les deux commandes dans les mêmes conditions de puissance fournie à la charge RL.

### 5.3.3 Détermination de $t_a$ , $t_b$ et $t_c$

Le bloc de la figure 5.8 génère les signaux modulants d'après les formules suivants :

$$\begin{aligned} t_a &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{ref} \cdot T_{echant} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ t_b &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{ref} \cdot T_{echant} \cdot \sin\frac{\pi}{3} \\ t_c &= \frac{(T_{echant} - t_a - t_b)}{2} \end{aligned} \quad (4.1)$$

La série d'impulsions générée par ce bloc servira par la suite à déduire les signaux de commande entrant dans le modèle de l'onduleur.

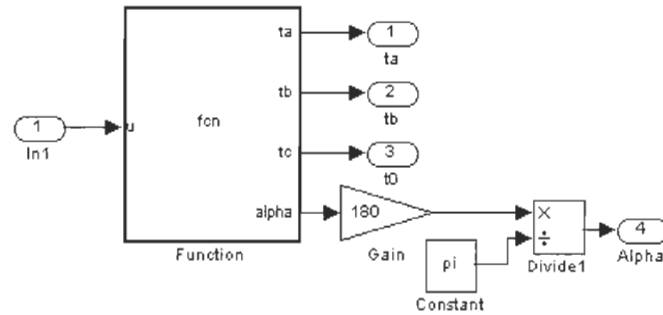


Figure 5-8 : Bloc de détermination  $t_a$ ,  $t_b$  et  $t_c$

### 5.3.4 Secteurs de commutation

Dans une période, le signal de sortie est divisé en six secteurs de  $60^\circ$  chacun. La commutation des interrupteurs lors des différents secteurs se fait selon le tableau 5.1

Tableau 5-1 : Détermination des secteurs

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
000	000	000	000	000	000
100	010	010	001	001	100
110	110	011	011	101	101
111	111	111	111	111	111
111	111	111	111	111	111
110	110	011	011	101	101
100	010	010	001	001	100
000	000	000	000	000	000

La figure suivante 5.9 montre comment le secteur varie en simulation :

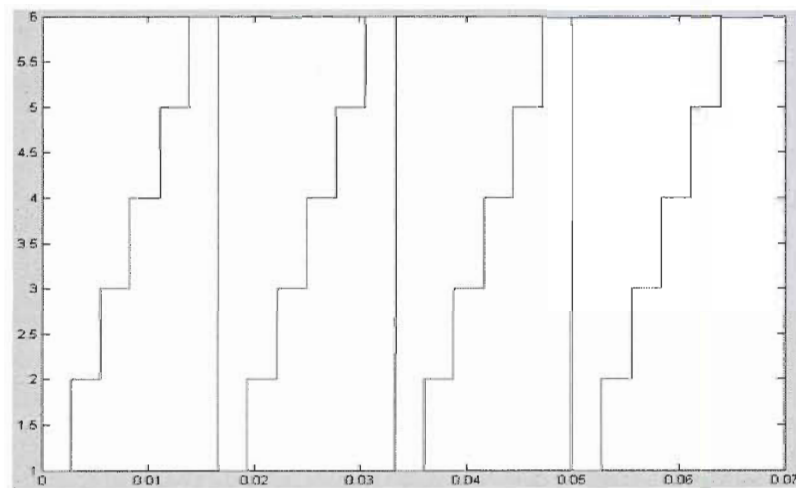


Figure 5-9 : Variation du secteur

Toujours en simulation, les signaux de commandes des interrupteurs sont synthétisés d'après le schéma de la figure 5.10 qui utilise principalement des multiplexeurs. Les mêmes signaux de commande sont reproduits à tous les 60°, il faut donc utiliser des multiplexeurs pour les aiguiller de façon appropriée aux différents interrupteurs.

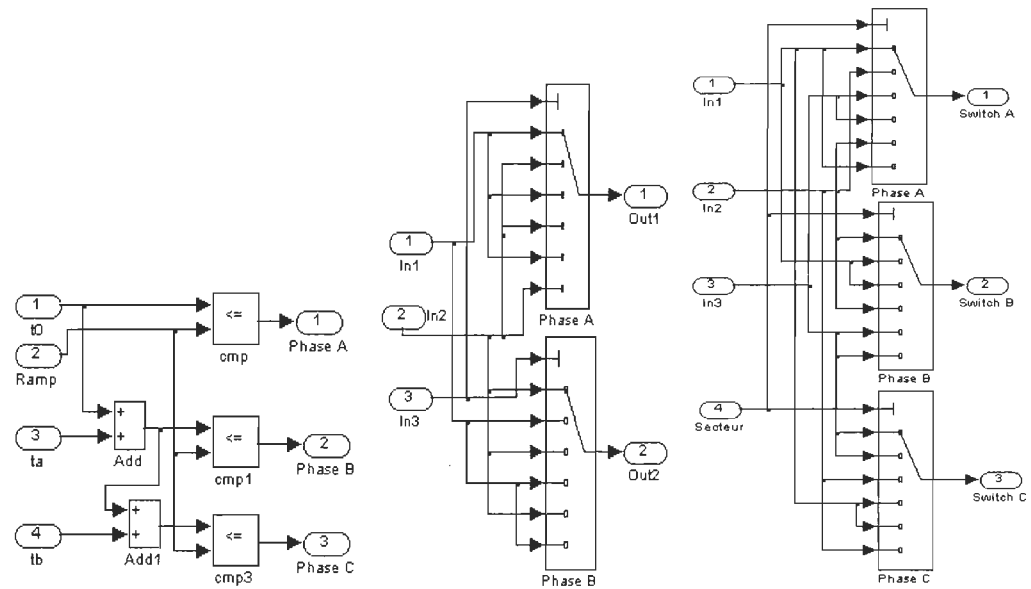


Figure 5-10 : Bloc détermination du secteur

### 5.3.5 Résultats de la simulation

Le premier résultat qui est donné est celui des courants pour confirmer le bon fonctionnement de la commande. En effet, la figure 5.11 donne les courants triphasés dans la charge, le courant et la tension d'une phase.

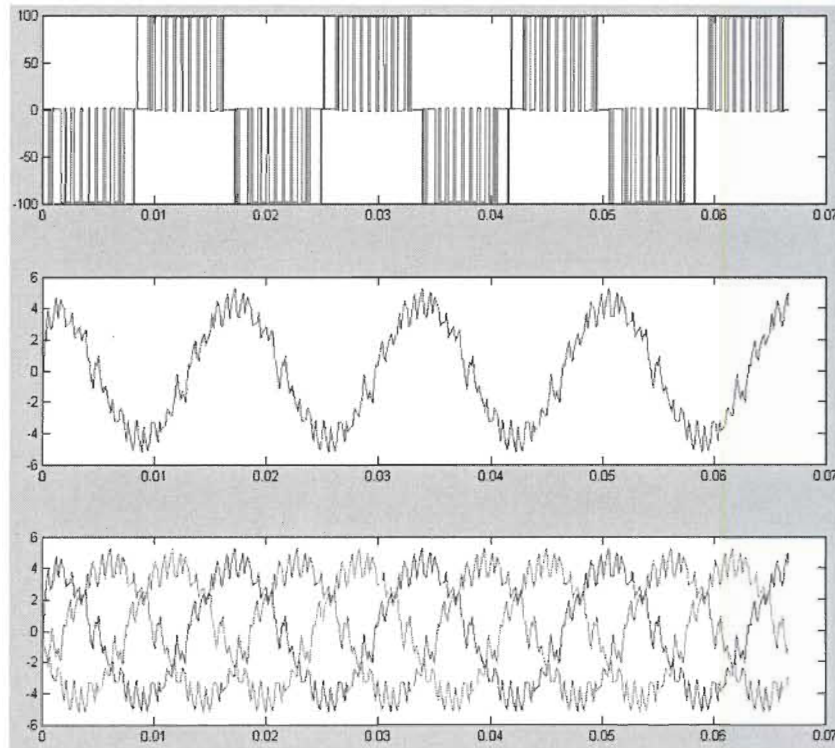
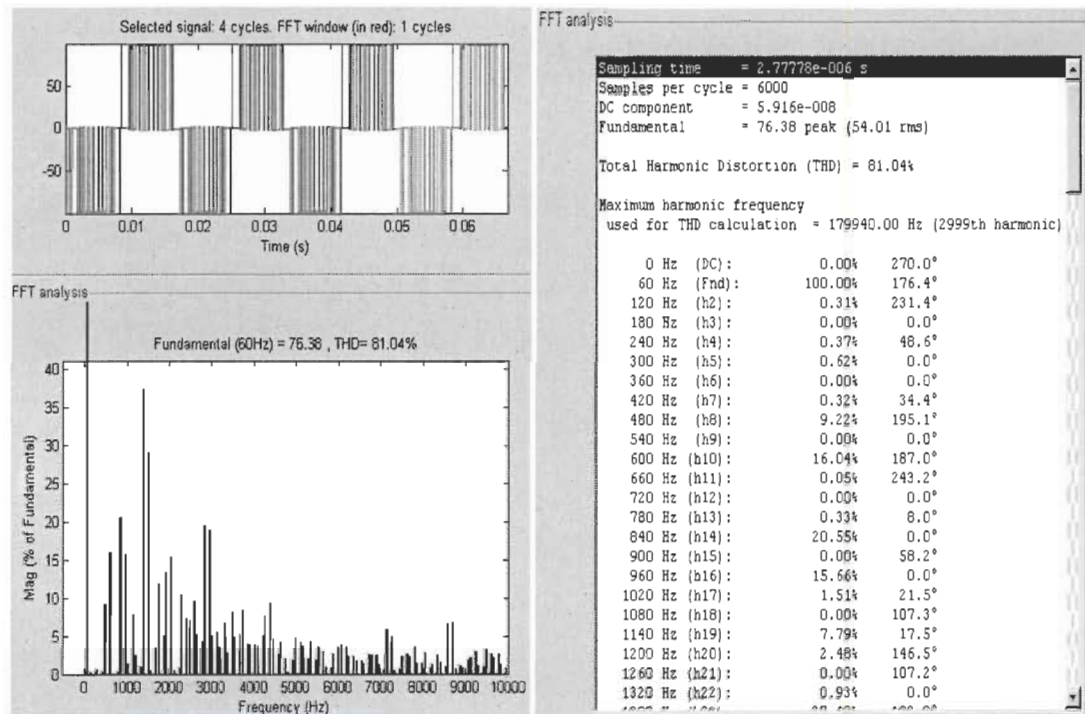
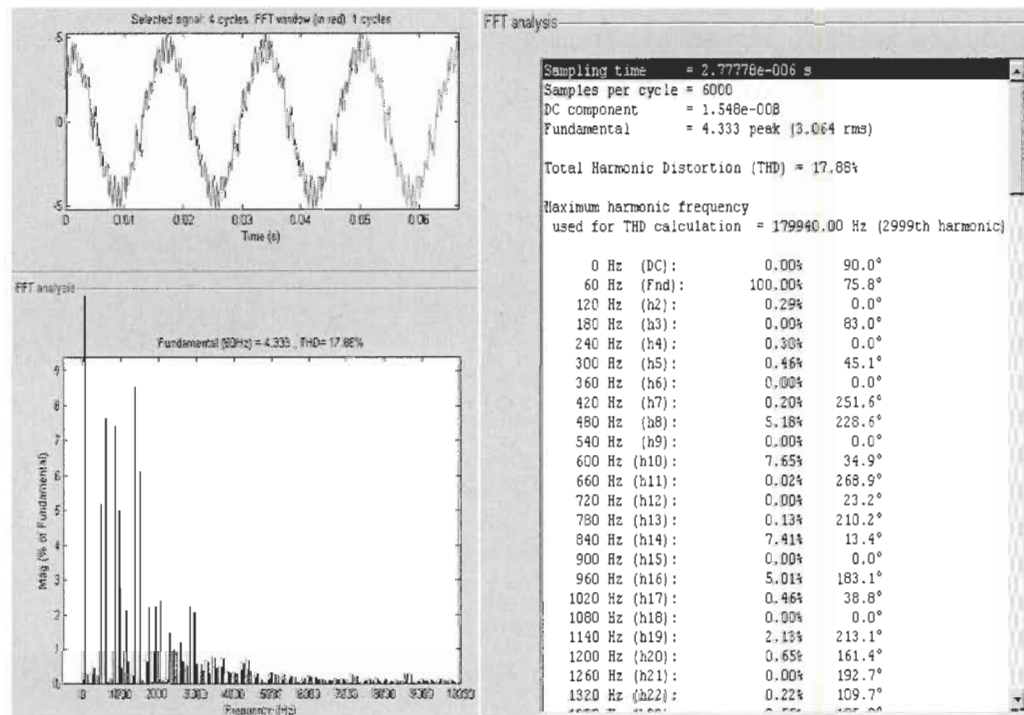


Figure 5-11 : Les courants des phases, courant et tension d'une phase ( $m=0.68$ )

Les résultats obtenus sont similaires à ceux de la commande sinusoïdale du point de vue forme d'onde. Une meilleure comparaison peut avoir lieu en utilisant l'analyse harmonique. La fonction FFT de la figure 5.12 nous montre la forme d'onde et le spectre de  $V_{cn}$ , avec un THD de 81.04% et un fondamental (60Hz) de 76.38 ( $m=0.68$ ).



Figure 5-12 : Forme d'onde et Spectre de  $V_{cn}$  ( $m=0.68$ )Figure 5-13 : Forme d'onde et spectre  $I_{cn}$  ( $m=0.68$ )

Pour ce qui du courant  $I_c$ , sa forme d'onde et son spectre sont donnés dans la figure 5.13. Dans cette figure, on peut lire un THD de 17.88% et un fondamental (60Hz) de 4.33A ( $m=0.68$ ).

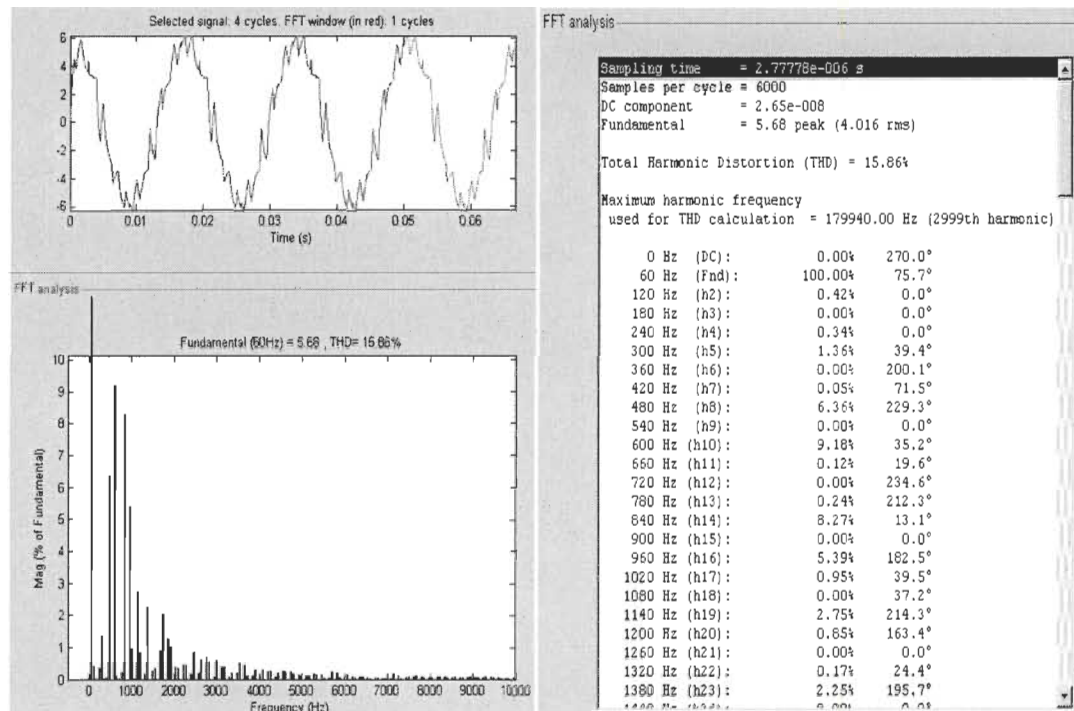


Figure 5-14 : Forme d'onde et spectre  $I_{cn}$  ( $m=0.9$ )

#### 5.4 Comparaison des résultats de simulation

Les performances des deux techniques de modulation sont évaluées et comparées dans cette section. Le principal paramètre à considérer est bien sûr le courant absorbé par la charge. Pour chercher la comparaison, nous nous sommes intéressés aux variations du courant absorbé. Les figures 5.4, 5.6, 5.11 et 5.13 montrent les formes d'ondes de ce courant ainsi que son contenu spectral. Rappelons que les simulations ont été effectuées

dans les mêmes conditions de puissance de sortie fournie à la charge qui est d'environ 100W.

Les résultats de comparaison sont résumés au Tableau 5-2.

Tableau 5-2 : Résultats de comparaison

	$m$	$I_{rms}$	$THD$
MLI échantillonné	0.90	3.077 A	16.16 %
MLI vectorielle	0.68	3.113 A	17.88 %

Nous remarquons que dans le cas de la modulation échantillonnée, les résultats sont légèrement meilleurs que ceux de la modulation vectorielle.

Ce résultat nous surprend en quelque sorte, car on s'attendait à ce que la modulation vectorielle donne de meilleurs résultats vu que dans cette technique les durées de commutation sont déterminées selon la position du vecteur spatiale.

Mais, rappelons que la modulation vectorielle est désavantagée dans cette comparaison, car son indice de modulation n'est que de 0.68 (comparativement à 0.9 pour la modulation échantillonnée). Nous nous sommes donc intéressés à vérifier les performances de la modulation vectorielle dans le cas où  $m=0.9$ . Les résultats de simulation sont donnés aux figures 5.14 et 5.15.

Les résultats de simulation nous confirment que la modulation vectorielle réduit le THD qui est maintenant de 15.86% (figure 5.16) comparativement à 16.16% dans le cas de la modulation échantillonnée.

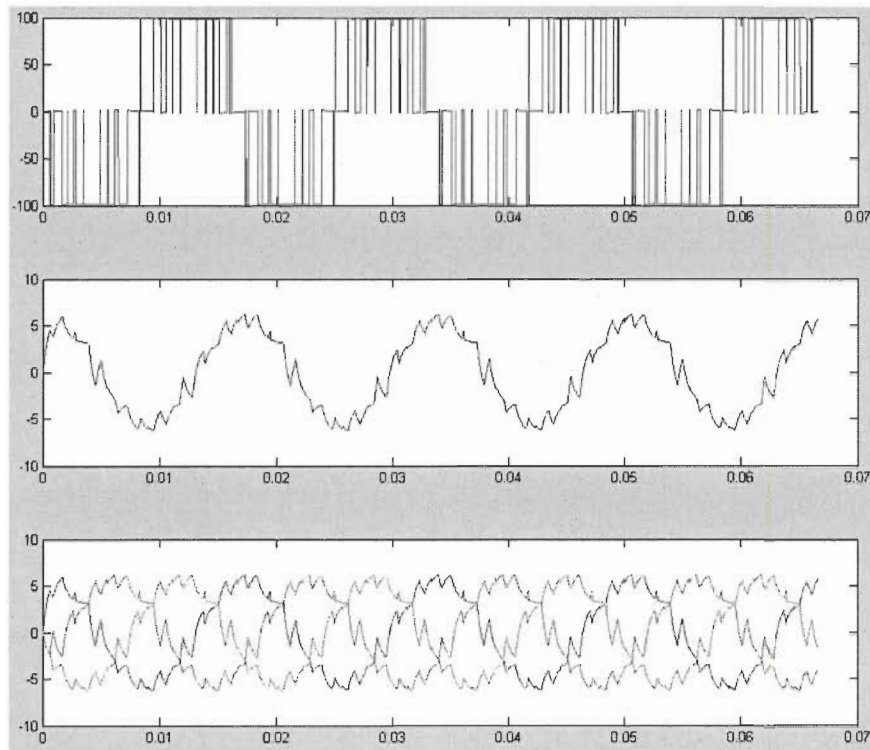


Figure 5-15 : Les courants des phases, courant et tension d'une phase ( $m=0.9$ )

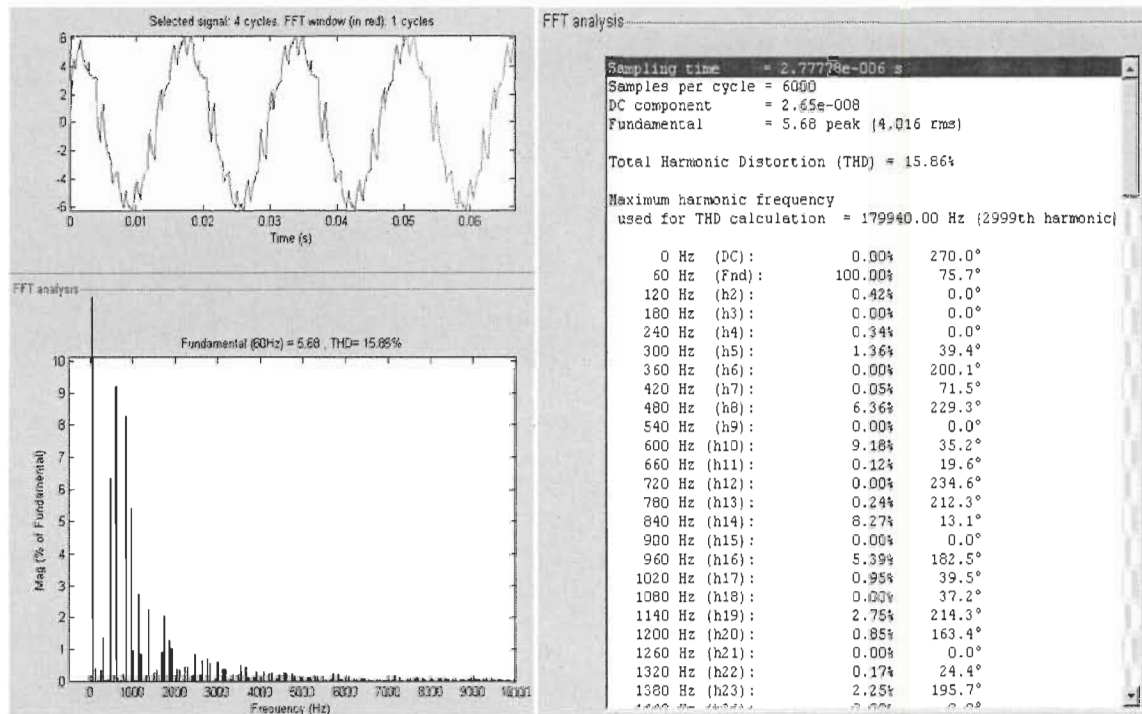


Figure 5-16 : Forme d'onde et spectre  $I_c$  ( $m=0.9$ )

## 5.5 Conclusion

Dans ce chapitre pour comparer les deux techniques de commande MLI présentées dans ce chapitre nous avons procédé à une étude qualitative à l'aide de la bibliothèque du logiciel SIMULINK fonctionnant sous l'environnement MATLAB, alors on a fait la simulation de la commande MLI échantillonnée régulière basée sur la dispersion de la tension triphasée et la commande MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée d'un onduleur triphasé basé sur la dispersion de la tension triphasée.

Les résultats de simulation montrent la réponse en courant et le spectre d'harmonique correspond d'une fréquence de 60 Hz (fig.5.16 et fig.5.6). On observe la forme d'onde de la tension proche dans les deux cas. Mais si on fait l'analyse du spectre harmonique montre la supériorité de la modulation vectorielle (THD=15.86%) par rapport la MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée (THD=16.16%). On obtient en effet une amélioration du taux distorsion d'environ 17% pour un indice de modulation  $m=0.9$ .

## Chapitre 6 - Validation expérimentale

### 6.1 Introduction

Ce dernier chapitre est consacré aux essais expérimentaux. Le but de ces essais est d'une part de valider les résultats de simulation présentée au chapitre précédent et d'autre part de développer des compétences d'implantation pratique d'algorithme de modulation ou autre.

Les réalisations pratiques ont été effectuées en se servant du matériel disponible dans le laboratoire département de recherche en électronique de puissance. Implanter un algorithme de modulation dans un système approprié est un long travail qui exige beaucoup de tests et de patience. Cependant, en ayant recours au matériel sur place, j'ai pu bénéficier de l'expertise développée grâce aux travaux de recherche antérieurs (étudiants de maîtrise et doctorat).

Nous aborderons donc dans ce chapitre tous les détails de cette phase de mise en pratique.

## 6.2 Montage expérimental

Une photo du montage expérimental est montrée à la figure 6.1.

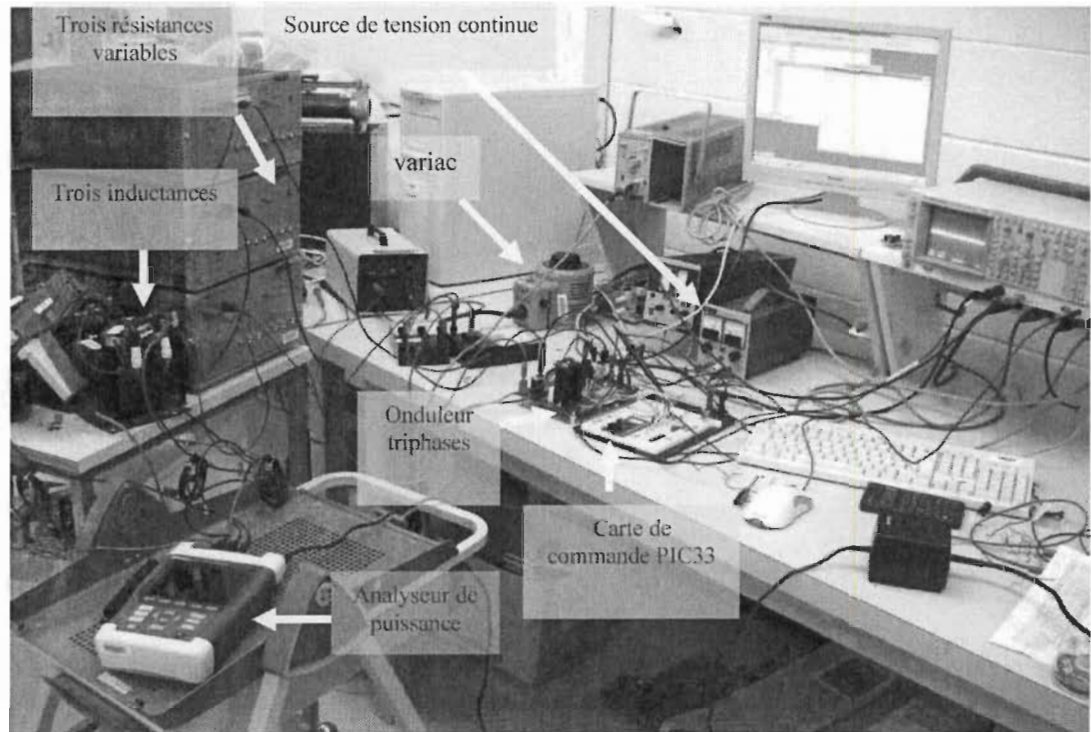


Figure 6-1 : Montage expérimental du laboratoire.

Ce montage est principalement constitué d'un onduleur triphasé de type IYMAY620UP60B et d'un circuit de commande de type DSP (processeur de signaux numériques) de la famille de Microchip, soit le dsPIC33FJ64MC706. Comme déjà dit dans l'introduction de ce chapitre, ces deux composantes (le IRAMY et dsPIC) sont des éléments couramment utilisés au laboratoire de puissance, ce qui représente un grand avantage.

### 6.2.1 L'onduleur à base du circuit IRAMY20UP60B

L'IRAMY20UP60B est un module d'IGBT intégré (boîtier de type SiP3 figure 6.2) ayant une tenue en courant de 10A et une tenue en tension de 600V. Il est particulièrement adapté pour différentes applications industrielles et particulièrement pour les applications d'entraînements de moteur d'appareils telles les dispositifs de climatisation et les compresseurs.

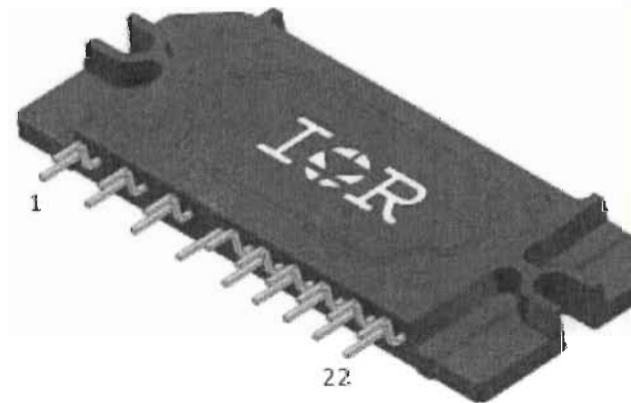


Figure 6-2 : Boîtier IRAMY20UP60B

C'est un module compact (utilisant un minimum d'espace) et très performant qui simplifie la conception d'onduleur triphasé car il intègre tous les circuits d'isolation nécessaires à la commande des interrupteurs IGBT.

De plus, le module est doté d'un moniteur interne de fonctionnement et des protections de surintensité, de température excessive et court-circuit, voir figure 6.3.



### Internal Electrical Schematic - IRAMY20UP60B

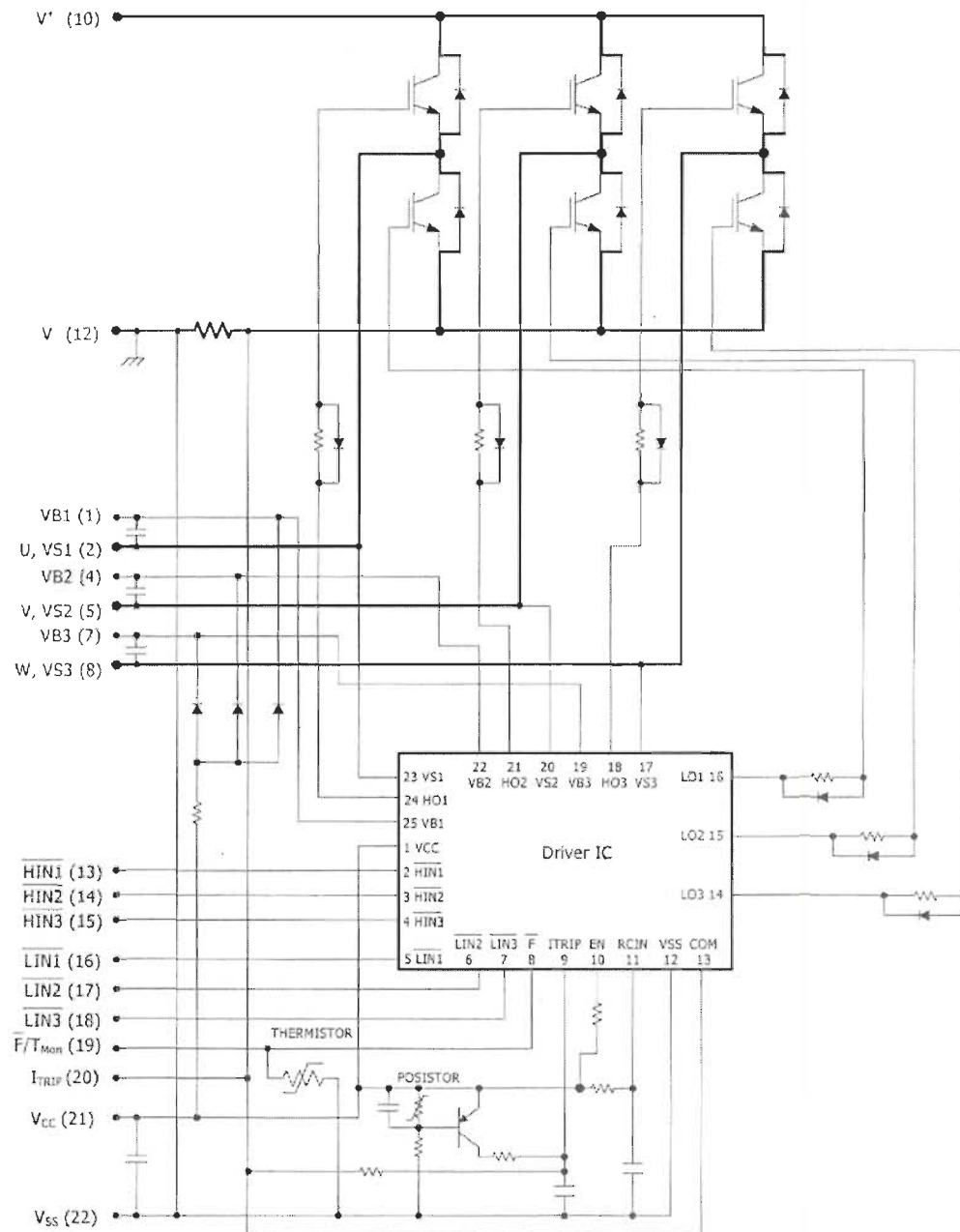


Figure 6-3 : Module IRAMY20UP60B

### 6.2.2 Le circuit de commande de type dsPIC33FJ64MC706

Les signaux de commande ont été générés par un circuit de type processeur numérique de la famille Microchip. Ce circuit, qui est machine de 16 bits de largeur du bus de données, est très puissant. En effet, il fonctionne à une fréquence de 80Mhz et il est donc en mesure d'effectuer 40 millions d'instructions par seconde. Le schéma bloc de ce circuit est donné à la figure 6.4.

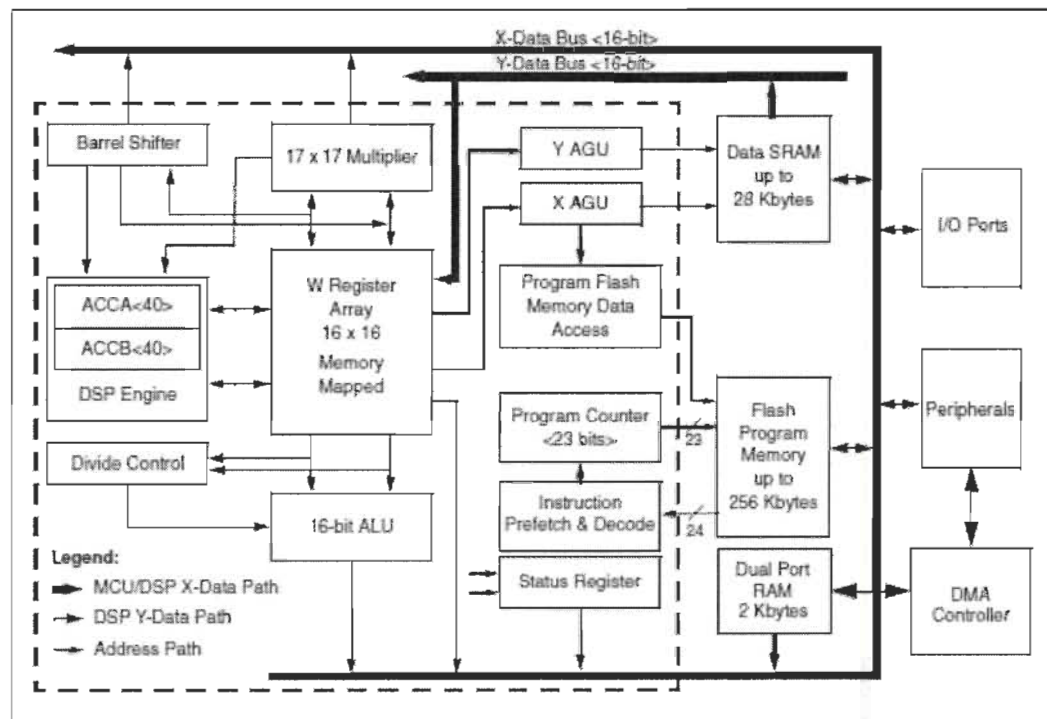


Figure 6-4 : Schéma bloc du dsPIC

Ce circuit de type MC « Motor Control » possède les périphériques nécessaires à la commande de moteurs en particulier le module de génération de signaux modulés en largeur d'impulsions. C'est principalement pour cette raison que le choix s'est fixé sur ce composant. Le module MLI (voir figure 6.5) est très complet et offre d'énormes possibilités

de génération de signaux. L'utilisation de ce module est extrêmement simplifiée, tout ce qu'il faut faire c'est de la configurer pour les différents modes de fonctionnement.

FIGURE 8-2: 8-OUTPUT PWM MODULE BLOCK DIAGRAM

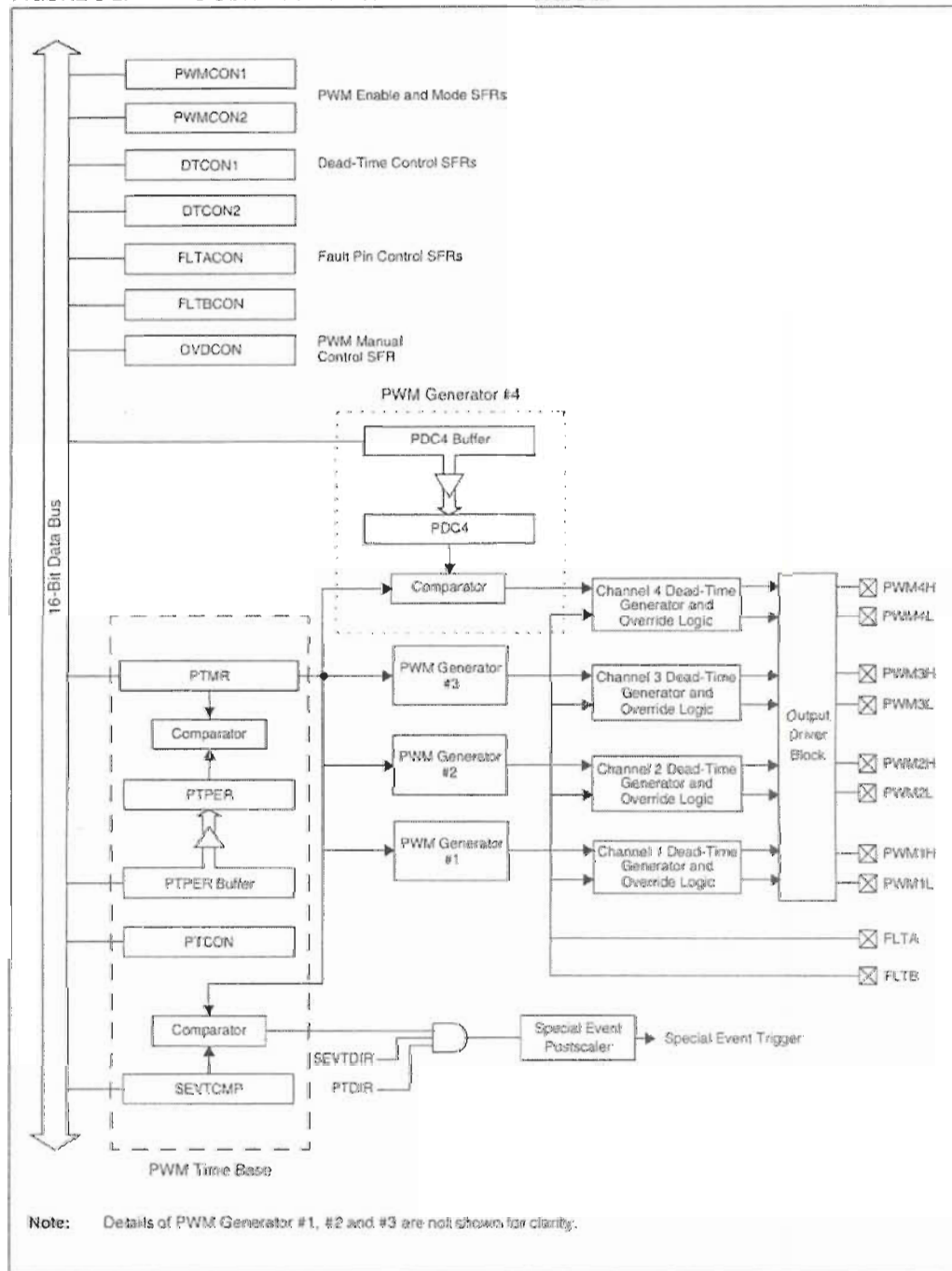


Figure 6-5 : Module MLI du dsPIC

## 6.1 Résultats des essais pratiques

Tout d'abord, présentons le matériel avec lequel nous avons implanté et testé expérimentalement les techniques de modulation.

Le prototype de la figure 6.6 a été construit et les paramètres suivants ont été utilisés :

- Tension d'entrée 100V.
- Charge triphasée RL :  $R=12\Omega$  et  $L=5\text{ mH}$
- Fréquence du signal de sortie  $F_0=60\text{ Hz}$
- Fréquence de commutation  $F_c=1440\text{ Hz}$
- 

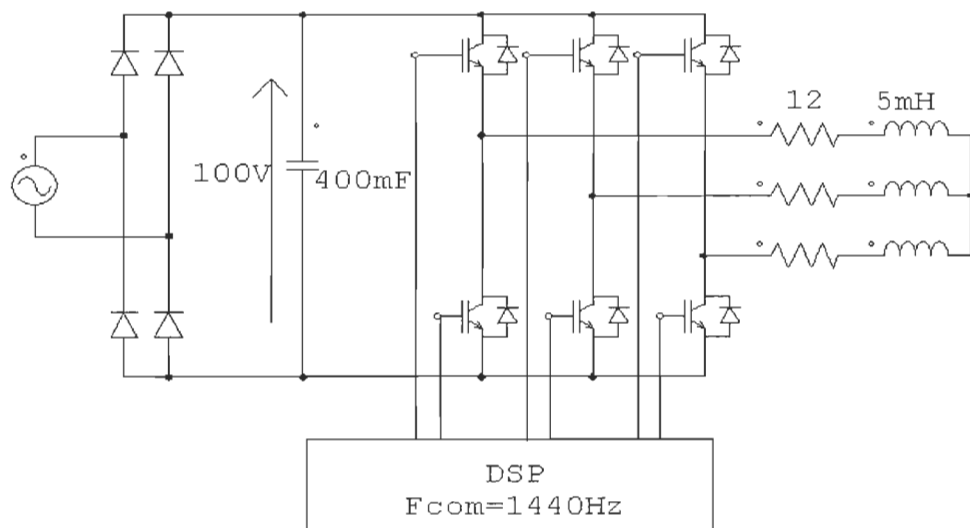


Figure 6-6 : Modélisation électrique de la commande MLI

### 6.1.1 Résultat dans le cas de la modulation échantillonnée

Dans le cas de la MLI sinusoïdale échantillonnée un indice de modulation de 0.9 a été utilisé conformément aux résultats de simulation. Les différents résultats sont présentés aux figures 6.7, 6.8, 6.9 et au tableau 6-1.

Figure 6.7 montre les 3 courants sont déphasés de  $120^\circ$  (le courant dans les phases A et B sont déphasés de  $120^\circ$ , mais pour le courant  $I_c$  on a commis une erreur pendant la connections on a inversé la sonde c'est pour ca on trouve  $-I_c$ )

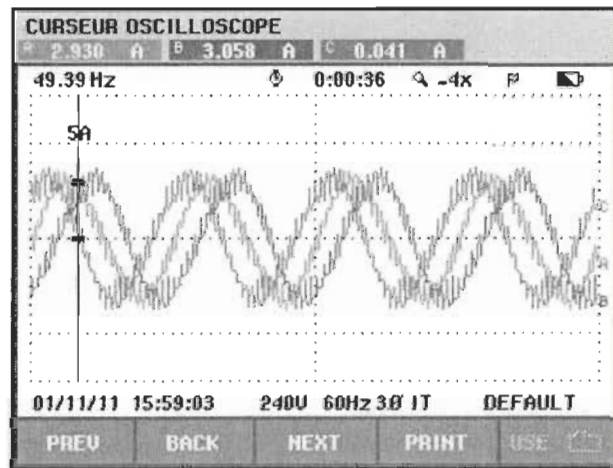


Figure 6-7 : La forme d'onde du courant des trois phases

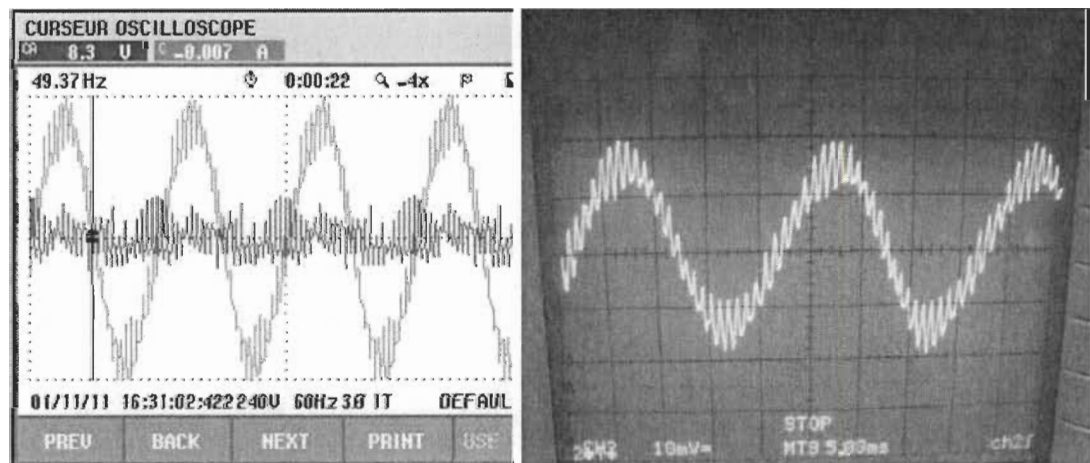


Figure 6-8 : Photo du courant sinusoïdal et de la tension de commutation

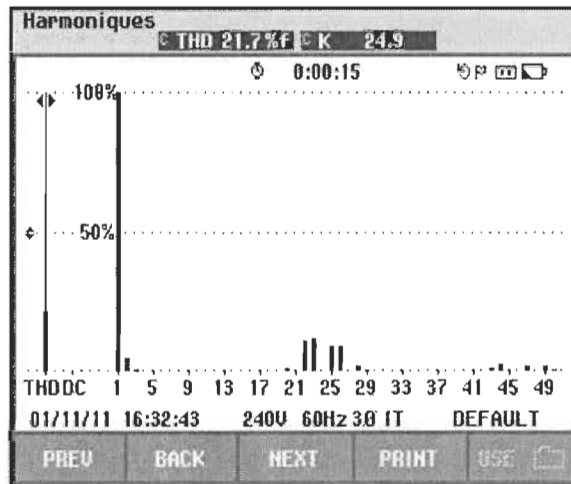


Figure 6-9 : Spectre du courant d'une phase

Tableau 6-1 : Tableau des harmoniques des phases A, B, C

TABLEAU HARMONIQUES			
	A	B	C
THD%f	21.6	21.6	21.8
H3%f	0.2	0.1	0.2
H5%f	0.2	0.2	0.3
H7%f	0.0	0.1	0.1
H9%f	0.1	0.0	0.1
H11%f	0.0	0.0	0.0
H13%f	0.0	0.1	0.0
H15%f	0.0	0.0	0.0
01/11/11 16:04:52 240V 60Hz 3Ø IT DEFAULT			
RECALL	SAVE	PRINT	BACK

Les résultats pratiques de la commande MLI sinusoïdale échantillonnée sont presque identiques aux résultats de simulation (tableau.6.1) et les courants ont la même forme d'onde.

### 6.1.2 Résultat dans le cas de la modulation vectorielle

Dans le cas de la MLI vectorielle, un indice de modulation de 0.68 a été utilisé conformément aux résultats de simulation. Les différents résultats sont présentés aux figures 6.10, 6.8, 6.12 et au tableau 6-2.

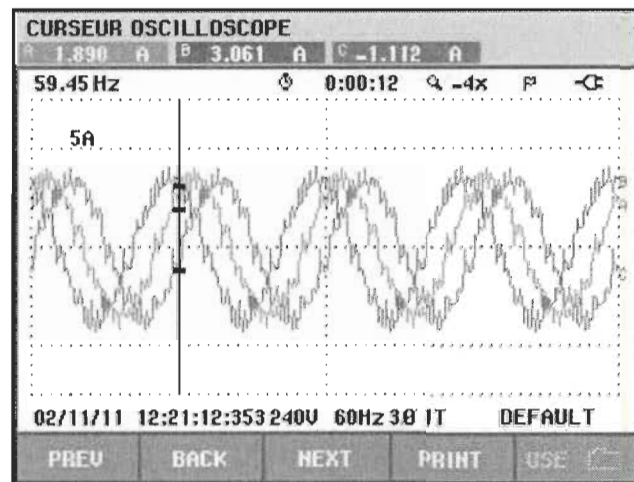


Figure 6-10 : La forme d'onde du courant des trois phases

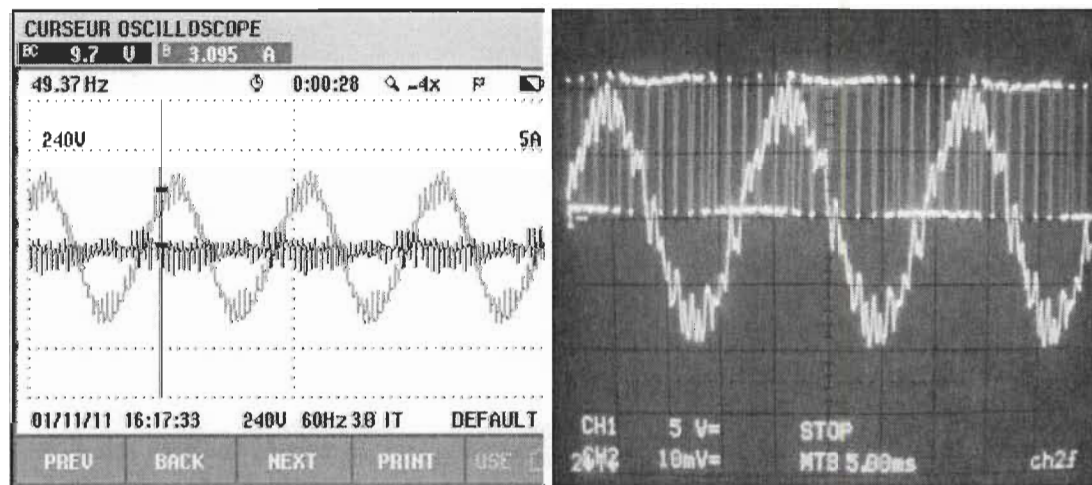


Figure 6-11 : Photo du courant sinusoïdal et de la tension de commutation



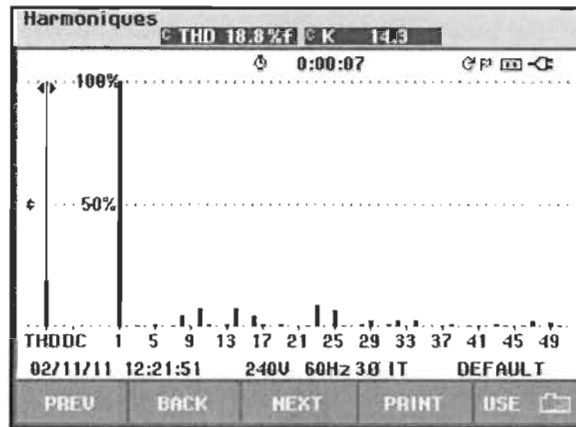


Figure 6-12 : Spectre du courant d'une phase

Tableau 6-2 : Tableau des harmoniques des phases *A, B, C*

	0:00:04		
Amp	A	B	C
THD% <sub>f</sub>	18.5	18.8	18.7
H3% <sub>f</sub>	0.7	0.7	0.7
H5% <sub>f</sub>	1.3	1.3	1.4
H7% <sub>f</sub>	0.8	0.8	0.8
H9% <sub>f</sub>	0.0	0.1	0.1
H11% <sub>f</sub>	1.3	1.4	1.3
H13% <sub>f</sub>	1.5	1.5	1.5
H15% <sub>f</sub>	0.1	0.1	0.1
02/11/11 12:38:29 240V 60Hz 3Ø IT DEFAULT			
U A	HARMONIC	TREND	HOLD
U <sub>ref</sub>	GRAPH		RUN

Dans le cas de la commande vectorielle, nous observons que les résultats pratiques sont également très proches des résultats de simulation (tableau.6.2) et les courants ont aussi des formes d'onde très semblables.

## 6.2 Performances des deux commandes

Après avoir réalisé les deux commandes sous l'environnement MATLAB/SIMULINK on : a implanté des deux commandes sur un DSP (dsPIC33FJ64MC706), maintenant on



peut faire une comparaison des deux commandes à partir des résultantes de simulation et les résultats expérimentaux.

Les performances de chacune de ces méthodes de contrôle sont généralement jugées sur la base des paramètres suivants : a) pertes de commutation au sein de l'onduleur, b) taux distorsion harmonique (THD) du courant et de tension à la sortie de l'onduleur et c) simplicité de la commande.

Pour ce qui des pertes par commutation, les mesures expérimentales n'ont pas pu donner des résultats concluants. Le prototype fabriqué n'avait qu'une puissance d'environ 100W, cette contrainte m'a été imposée afin de protéger le matériel dans le laboratoire de puissance. Cependant, on peut s'attendre à une réduction significative des pertes par commutation dans le cas de la commande vectorielle. En effet, la séquence de commutation telle que décrit dans le tableau 5-1 a été élaborée de façon qu'à chaque commutation, il n'y a qu'un seul interrupteur qui change d'état (au lieu de 2 ou 3 de la commande échantillonnée).

Quant aux THD des courants qui sont en quelque sorte une évaluation de la qualité des signaux en particulier celui du courant, on arrive aux mêmes conclusions qu'en simulation, c-à-d. que dans les mêmes conditions d'indice de modulation, la commande vectorielle est plus avantageuse. Le THD obtenu en pratique est dans tous les cas plus élevé que celui de la simulation. Ceci s'explique par le fait qu'on a considéré des interrupteurs idéaux et aussi par le fait que la commande introduit un certain temps mort entre la commutation des interrupteurs d'un bras d'onduleur pour éviter les courts-circuits ce qui introduit de la distorsion dans le signal de tension.

Enfin, pour ce qui est de la simplicité de la commande, l'algorithme de modulation échantillonnée nécessite moins de ressource pour son implantation. Toutefois, il faut

mentionner que le dsPIC dispose beaucoup de ressources (temporisateurs programmables, module MLI, etc..) pour une telle implantation, ce qui est fait que la simplicité dans ce cas n'est pas un facteur significatif.

### **6.3 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté les blocs de la simulation de la modulation vectorielle sur le logiciel MATLAB/SIMULINK et en pratique avec une description de la détermination de secteur et nous analysons la commande vectorielle associée à un onduleur de tension triphasé à la modulation sinusoïdale échantillonnée. La simulation de système globale est faite aussi sur le logiciel MATLAB/SIMULINK. L'implémentation de cette commande est conçue autour d'une architecture du DSP (dsPIC33FJ64GP706).

L'augmentation de l'indice de modulation ( $m$ ) poussé les premiers harmoniques vers des fréquences élevées, donc il facilite le filtrage.

## **CONCLUSION GENERALE**

Le travail s'inscrit dans le cadre d'une activité de recherche sur les commandes à modulation de largeur d'impulsion et ce mémoire est le résultat d'une étude en vue de la mise en œuvre d'un entraînement à base d'une machine asynchrone. Plusieurs domaines ont été d'abordés tels que l'automatique (système, commande), l'électrotechnique (machine électrique) et l'informatique industrielle (commande en temps réel). L'étude théorique, par simulation et par expérimentation de la commande MLI a montré qu'il est possible de commander un variateur de vitesse avec de bonnes performances en termes de qualité de signaux.

Deux types de commande MLI ont été réalisées dans ce mémoire, la MLI sinusoïdale échantillonnée et la MLI vectorielle. Dans ce mémoire, nous avons montré, par simulation et expérimentalement, que la technique de MLI vectorielle présente des performances meilleures par rapport à celles de la MLI sinusoïdale échantillonnée. En effet la modulation vectorielle permet de minimiser les harmoniques de courant dans le circuit de charge. Notons qu'un signal riche en harmoniques contribue de façon négative à l'augmentation des pertes et à l'échauffement du moteur.

La commande MLI vectorielle nécessite certains calculs mathématiques dans son implantation comme l'évaluation de fonctions trigonométriques, mais ceci, de nos jours, ne présente plus un inconvénient ou un défi en raison de la disponibilité de machines de traitements de signaux numériques très puissantes.

L'expérimentation a été effectuée pour un point de fonctionnement à 60 Hz sur une charge RL qui remplace la machine asynchrone. Pour pouvoir réaliser un entraînement à vitesse variable, il faudra bien sûr implanter une commande complète qui inclut une loi de contrôle de type tension sur fréquence constante.

## Bibliographie

- [1] B. Chauveau. Étude de la commande d'un onduleur alimentant une charge non linéaire à partir d'une source impédante : optimisation de la distorsion harmonique de sa tension de sortie. Thèse de docteur de l'institut national de Polytechnique de Toulouse, France 1987.
- [2] Bong-Hwan Kown, Tae-Woo Kim, Jang-Hyoun Youm, "A Novel SVM-Base Hysteresis Current Controller," IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 13. No. 2. March 1998.
- [3] B.K. Bose, Power electronics drives. Printice Hall Edition, 1986.
- [4] Canudas de Wit, C. Commande des moteurs asynchrones 1– Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, Hermès Science Publication, France, 2000.
- [5] Canudas de Wit, C. Commande des moteurs asynchrones 2– Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, Hermès Science Publication, France, 2000.
- [6] Canudas de Wit, C. Commande des moteurs asynchrones 1– Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, Hermès Science Publication, France, 2000, p 101,102.
- [7] Carlos Canudas de wit''Commande des moteurs asynchrones –Volume 1 : Modélisation, contrôle vectoriel et DTC''. HERMES Science Europe Ltd, 2000, pp. 183-213.
- [8] Hava, Seung-Ki Sul, Kerkman, and Lipo, "Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods," IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 35, pp. 896-907, 1999.
- [9] H. S. Patel, R. Hoft. Generalized techniques of harmonies elimination and voltage control in thyristor inverters; Part I – Harmonies elimination. Transaction on Industry Application, Vol. IA-9, No 3, May/Dune 1973, pp 310-317.
- [10] H. van der Broeck, H. Skudelny and G. Stanke,"Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no. 1, (1988).

- [11] Jacobina, Nogueira Lima, da Silva, Alves, and Seixas, "Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms," IEEE Trans. on Power electronics. Vol. 16, pp. 351-359, 2001.
- [12] K-Taniguchi and K Irie « Trapezoidal modulating signal for three-phase MLI inverter » IEEE Transistors on industrial Electronics, Vol. IE3, N°2, 1986, pp 193-200.
- [13] M. A. Boost, P.D. Ziogas, State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation. Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 2, March/April, 1988, pp 271-280.
- [14] Michel Pinard, Convertisseurs et électronique de puissance commande, description, mise en œuvre, Dunod, Paris, ISBN 978-10-049674-7, p.116.
- [15] Michel Pinard, Convertisseurs et électronique de puissance commande, description, mise en œuvre, Dunod, Paris, ISBN 978-10-049674-7, p.117.
- [16] Michel Pinard, Convertisseurs et électronique de puissance commande, description, mise en œuvre, Dunod, Paris, ISBN 978-10-049674-7, p.118.
- [17] M. khafallah, étude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à MLI, CCECE/CCGEI, Saskatoon, May 2005.
- [18] M.O.Mahmoudi et Y. Ait Gougam, "Etude comparative entre diverses stratégies de modulation pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone " Proceedings CEARI 29-30 nov94.
- [19] Muhammad H.Rachid « Power Electronics, circuits, devices, and applications », Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 1993.
- [20] Sidney R. Bowes, Yen-Shin Lai, "The relation Between Space- Vector Modulation and Regular-Sampled PWM " IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no 5, October 1997.
- [21] Blaschke, F., "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines," Siemens Review, XXXIX, n°5, pp.217-220, 1972.

## Annexe A

### Transformées de Concordia et de Park

#### Transformation de Concordia

Pour un système composé de trois grandeurs triphasées a,b,c ( $x_a, x_b, x_c$ ), il existe plusieurs transformations pour faire correspondre au système triphasé deux grandeurs diphasée dans le repère  $\alpha - \beta$  ( $x_\alpha, x_\beta$ ) et une grandeur homopolaire  $x_h$

Nous noterons :

Pour le repère triphasé le vecteur

$$X_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Pour le repère diphasé le vecteur

$$X_{h\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_h \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Une de plus classique est la transformée de Concordia, définie par une matrice  $C_{33}$ , le passage des composantes triphasée  $X_{abc}$  a la composante homopolaires et aux coordonnées dans le plan  $\alpha - \beta$  est donné par la relation matricielle suivante :

$$X_{\alpha\beta h} = k \cdot C_{33} \cdot X_{abc} \quad (1.3)$$

$$C_{33} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Avec :

(1.4)

Cette transformation dépend d'un coefficient arbitraire  $k$  de normalisation.

Les valeurs usuelles prises par  $k$  sont :

$k = \frac{2}{3}$  : Si l'on désire conserver la norme  $X$  qui pour un moteur seront les courants, les

tensions et les flux.

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  : Si l'on veut conserver dans la transformation la norme de la puissance.

Si l'on sépare la composante homopolaire des coordonnées  $X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$  la matrice  $C_{33}$  se

décompose en deux matrices  $C_{13}$  et  $C_{23}$

$$\text{Avec : } C_{13} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Pour une machine dont le point neutre n'est pas relié les composantes homopolaires sont nulles et les relations (1.3) et (1.4) deviennent :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot C_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.6)$$



### Transformation de Park

Le repère de Park correspond a un repère diphasé, pour une machine asynchrone il est lié généralement au champ tournant et pour une machine synchrone il est solidaire du rotor.

Ce repère tournant est noté  $d$ - $q$  ainsi le passage d'un repère fixe a un repère tournant est donné par la matrice de rotation tel que :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Réciproquement pour le passage inverse :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = R'(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Avec :

$$R'(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Si nous recherchons maintenant le passage entre les composantes triphasées et le repère diphasé  $d$ - $q$ , nous aurons à partir des relations (1.6) (1.7) et (1.8) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot k \cdot C_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

En développant cette relation nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot P_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Passage du triphasé vers le repère  $\alpha - \beta$

La transformation d'un repère triphasé à un repère diphasé  $\alpha - \beta$  est donnée par la relation

(1.6) :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Le coefficient k est arbitraire, usuellement 2 valeurs sont prises  $k = \frac{2}{3}$  et  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Pour illustrer les conséquences pour ces deux valeurs, nous allons dans le cas d'une alimentation sinusoïdale pour expliciter le calcul.

Considérons un système triphasé tel que  $X_{abc} = \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ X \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$

$X$  représentant ici la valeur crête d'une tension, d'un courant, d'un flux.

En utilisant la relation (2.1) il vient :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \cdot \cos(\theta) \\ X \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ X \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = k \cdot \frac{3}{2} \cdot X \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Utilisation  $k = \frac{2}{3}$

Il est clair au vu de la relation (2.2) que les amplitudes des grandeurs électriques telles les

courants les tensions sont conservées. 
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}$$

Les amplitudes des tensions et courants sont conservées avec cette valeur de  $k = \frac{2}{3}$

Soit :  $I_s$  et  $V_s$  les valeurs crête des tensions et des courants triphasées, dans le repère diphasé

nous aurons : 
$$\begin{cases} V_\alpha = V_s \cdot \cos(\theta) \\ V_\beta = V_s \cdot \sin(\theta) \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_\alpha = I_s \cdot \cos(\theta) \\ I_\beta = I_s \cdot \sin(\theta) \end{cases}$$

Les modules respectifs seront :  $V_s = V$  et  $I_s = I$  sachant que  $V = \sqrt{2}V_{eff}$  et  $I = \sqrt{2}I_{eff}$  nous

aurons pour les valeurs efficaces de la tension et du courant :

$$V_{eff} = \frac{V_s}{\sqrt{2}} \text{ et } I_{eff} = \frac{I_s}{\sqrt{2}} \quad (2.3)$$

Si nous exprimons maintenant la puissance :  $P = \frac{3}{2} \cdot V_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos(\varphi)$

La puissance vaudra : 
$$P = \frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) \quad (2.4)$$

Conclusion : avec  $k = \frac{2}{3}$  les amplitudes des tensions et des courants sont conservée mais ce

coefficient n'est pas conservatif pour la puissance.

Utilisation  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Dans ce cas la relation (2.2) donne : 
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot X \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix}$$

Les amplitudes des grandeurs électriques sont multipliés par  $\sqrt{\frac{2}{3}}$

Comme précédemment, en régime triphasé sinusoïdal nous aurons :

$$\left| \begin{array}{l} V_{\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \cos(\theta) \\ V_{\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \sin(\theta) \end{array} \right| \text{ et } \left| \begin{array}{l} I_{\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I \cdot \cos(\theta) \\ I_{\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I \cdot \sin(\theta) \end{array} \right| \text{ soit ici : } V_s = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \text{ et } I_s = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I$$

Nous aurons donc pour les valeurs efficaces des courants et des tensions :

$$V_{eff} = \frac{V_s}{\sqrt{3}} \text{ et } I_{eff} = \frac{I_s}{\sqrt{3}}$$

Nous exprimons la puissance  $P = \frac{3}{2} \cdot V_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos(\varphi)$  nous aurons :

$$P = \frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) \quad (2.5)$$

Conclusion : avec  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  les amplitudes des tensions et des courants sont multipliés par

$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$  par contre ce coefficient est conservatif pour la puissance.

## Annexe B

Les tableaux suivants sont utilisés pour la détermination des secteurs (fig.5.10).

Tableau B-1 : Détermination des secteurs

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
000	000	000	000	000	000
100	010	010	001	001	100
110	110	011	011	101	101
111	111	111	111	111	111
111	111	111	111	111	111
110	110	011	011	101	101
100	010	010	001	001	100
000	000	000	000	000	000

Tableau B-2 : Détermination des secteurs pour MLI sinusoïdale échantillonnée

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
010101(21)	010101(21)	010101(21)	010101(21)	010101(21)	010101(21)
100101(37)	011001(25)	011001(25)	010110(22)	010110(22)	100101(37)
101001(41)	101001(41)	011010(26)	011010(26)	100110(38)	100110(38)
101010(42)	101010(42)	101010(42)	101010(42)	101010(42)	101010(42)
101010(42)	101010(42)	101010(42)	101010(42)	101010(42)	101010(42)
101001(41)	101001(41)	011010(26)	011010(26)	100110(38)	100110(38)
100101(37)	011001(25)	011001(25)	010110(22)	010110(22)	100101(37)
010101(21)	010101(21)	010101(21)	010101(21)	010101(21)	010101(21)

(21,37,41,42,42,41,37,21,21,37,41,42,42,41,37,21,21,25,41,42,42,41,25,21,21,25,41,42,42,41,25,21,21,25,26,42,42,26,25,21,21,25,26,42,42,26,25,21,21,22,26,42,42,26,22,21,21,22,26,42,42,26,22,21,21,22,26,42,42,26,22,21,21,22,38,42,42,38,22,21,21,22,38,42,42,38,22,21,21,37,38,42,42,38,37,21,21,37,38,42,42,38,37,21).

Tableau B-3 : Détermination  $t_a$ ,  $t_b$  et  $t_c$ 

$t_a$	$t_b$	$t_0$
17270	2841	3806
13251	8330	3070
8330	13251	3070
2841	17270	3806

Tableau B-4 : Détermination des secteurs pour MLI vectorielle

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
3806	3806	3806	3806	3806	3806
17270	2841	17270	2841	17270	2841
2841	17270	2841	17270	2841	17270
3070	3070	3070	3070	3070	3070
3070	3070	3070	3070	3070	3070
8330	13251	8330	13251	8330	13251
13251	8330	13251	8330	13251	8330
3806	3806	3806	3806	3806	3806
3806	3806	3806	3806	3806	3806
8330	13251	8330	13251	8330	13251
13251	8330	13251	8330	13251	8330
3070	3070	3070	3070	3070	3070
3070	3070	3070	3070	3070	3070
17270	2841	17270	2841	17270	2841
2841	17270	2841	17270	2841	17270
3806	3806	3806	3806	3806	3806

(3806,17270,2841,3070,3070,8330,13251,3806,3806,8330,13251,3070,3070,17270,  
2841,3806,3806,2841,17270,3070,3070,13251,8330,3806,3806,13251,8330,3070,3070,  
2841,17270,3806,3806,17270,2841,3070,3070,8330,13251,3806,3806,8330,13251,3070,30  
70,17270,2841,3806,3806,2841,17270,3070,3070,13251,8330,3806,3806,13251,8330,3070  
,3070.6,2841,17270,3806,3806,17270,2841,3070,3070,8330,13251,3806,3806,8330,13251,

3070,3070,17270,2841,3806,3806,2841,17270,3070,3070,13251,8330,3806,3806,13251,83  
30,3070,3070,2841,17270,3806).